RECEPTOARE DE TELEVIZIUNE

EDITURA TEHNICĂ

RECEPTOARE
DE
TELEVIZIUNE

Ing. NICOLAE SOTIRESCU * Ing. MIHAI SILIȘTEANU
Ing. CONSTANTIN ȘERBU * Ing. GHEORGHE MITYKO
Ing. CORNEL SULEA

RECEPTOARE DE TELEVIZIUNE

EDIȚIA A II-A

EDITURA TEHNICĂ
BUCUREȘTI — 1967

Arhiva digitala SaDAng

Cartea conţine principiile de bază ale recepţiei imaginii şi descrierea părţilor componente ale unui receptor de televiziune modern. Sînt prezentate antenele de recepţie şi fiderii, precum şi diferitele etaje componente ale televizorului: selectoare de canale, etaje de frecvenţă intermediară, etaje de videofrecvenţă, tubul cinescop, generatoare de baleiaj, separarea impulsurilor de sincronizare, sincronizarea oscilatoarelor de baleiaj, etaje pentru recepţia sunetului, alimentarea televizoarelor, reglaje automate şi circuite auxiliare.

Cartea se adresează tehnicienilor şi inginerilor care se interesează de televiziune, putînd fi folosită şi ca manual auxiliar pentru şcolile de specialitate.

PREFAȚĂ

În anii din urmă s-au făcut progrese însemnate în domeniul televiziunii la noi în țară. S-a mărit rețeaua stațiilor de emisie: numărul de televizoare utilizate fabricate în țară sau aduse din import a crescut considerabil, iar calitatea lor este în continuă creștere; de asemenea, au început să se răspîndească instalațiile de televiziune aplicată.

Toate acestea impun existența unui număr de cadre de specialitate din ce în ce mai mare și cu o pregătire din ce în ce mai bună. Editura tehnică a venit în sprijinul formării acestor cadre, publicînd două lucrări de bază de nivel superior „Tehnica televiziunii în alb-negru" de ing. M. Bubulac, dr. ing. N. Stanciu și ing. L. Bubulac și „Tehnica televiziunii aplicate" de dr. ing. Em. Damachi — și o lucrare care se adresa tehnicienilor „Receptoare de televiziune", de ing. N. Sotirescu, apărută în anul 1962.

Prezenta lucrare, ținînd seamă de progresele realizate în domeniu, caută să pună la îndemîna tehnicienilor, într-un mod logic și organizat, principiile care stau la baza funcționării tuturor elementelor dintr-un receptor de televiziune, cerințele care se impun diverselor etaje și ansamblului receptorului, soluțiile tehnice cele mai moderne sub raportul alcătuirii schemelor și echipării lor cu tuburi sau tranzistoare.

În tratarea problemelor s-a pornit de la principii, urmînd explicarea fenomenelor fizice care au loc și, numai unde a fost nevoie, s-a făcut apel la relații cantitative, tot pentru întregirea aprofundării fenomenelor. După explicarea modului de funcționare și indicarea cerințelor sînt prezentate soluții moderne de realizare.

În cuprinsul lucrării, într-o primă parte se tratează problemele de bază ale recepției de televiziune, după care se insistă asupra etajelor din compunerea televizorului.

În partea finală sînt tratate dispozitivele de reglaj perfecționat și automat care se întîlnesc din ce în ce mai mult, în ultimul timp, chiar în televizoarele de clasă medie.

Prezenta carte, care se menține pe linia principiilor, trebuie să fie însușită de tehnicienii care se ocupă de problemele de televiziune, indiferent de domeniul concret de activitate. Tehnicienii care lucrează la construcția televizoarelor trebuie să-și însușească cunoștințele din lucrarea „Montarea și reglarea televizoarelor", de ing. — M. Silișteanu și ing. M. Dumitrescu, iar cei care lucrează

Arhiva digitala SaDAng

TABLA DE MATERII

Prefaţă

Cap. 1. **Bazele transmisiunii imaginilor la distanţă**

1.1. Introducere 11
1.2. Principiul televiziunii 11
1.3. Parametrii imaginii de televiziune 13
1.4. Captarea imaginii 15
1.4.1. Traductorul 15
1.4.2. Explorarea imaginii 15
1.4.3. Semnalul de televiziune 18
1.5. Transmiterea la distanţă a semnalelor de televiziune 22
1.6. Instalaţia de emisie de televiziune 26
1.7. Antena de emisie şi radiaţia undelor 27
1.8. Propagarea undelor ultrascurte din benzile de televiziune 30
1.9. Acoperirea teritoriului 34
1.10. Instalaţii de recepţie de televiziune 35
1.11. Norme de televiziune 36

Cap. 2. **Probleme generale ale receptorului de televiziune** 41

2.1. Tipuri de receptoare de televiziune 41
2.2. Recepţia semnalelor corespunzătoare imaginii 45
2.3. Recepţia sunetului aferent 49
2.4. Recepţia semnalelor de sincronizare 53
2.5. Schema-bloc de detaliu a receptorului de televiziune 53
2.6. Reglajele receptorului de televiziune 56
2.7. Echiparea receptoarelor de televiziune 57
2.8. Caracteristicile receptoarelor de televiziune 58
2.8.1. Caracteristica de sensibilitate 58
2.8.2. Caracteristica de reglaj automat al amplificării 62
2.8.3. Caracteristica de selectivitate 62
2.8.4. Pătrunderi — interferenţe 62
2.8.5. Fidelitatea imaginii 62
2.9. Clase de funcţionare. Performanţe 67

Cap. 3. **Antene de recepţie şi fideri** 69

3.1. Generalităţi 69
3.2. Parametrii antenelor de recepţie 70
3.3. Antene simple pentru recepţie 71
3.3.1. Antena de lungime $\lambda/2$ — dipol deschis 71
3.3.2. Antena de lungime $\lambda/2$ — dipol îndoit 75
3.3.3. Antena de lungime λ 76
3.4. Antene cu elemente pasive 77

3.5. Antene de cameră 80
3.6. Antene speciale de televiziune 81
3.6.1. Antene pentru UIF 81
3.6.2. Antene pentru recepţia mai multor canale 82
3.6.3. Antene pentru recepţia la mare distanţă 84
3.6.4. Antene colective 84
3.7. Linii de transmisiune. Fideri 86
3.8. Conectarea antenei la fider şi a acestuia la receptor 92

Cap. 4. **Selectoare de canale** 96

4.1. Generalităţi 96
4.2. Selectoare de canale pentru FIF 97
4.2.1. Circuite de intrare 97
4.2.2. Amplificatorul de FIF 101
4.2.3. Zgomotul 112
4.2.4. Etaje schimbătoare de frecvenţă 117
4.2.5. Exemple de selectoare FIF 122
4.3. Schimbătorul de canale UIF 128
4.3.1. Circuite oscilante pentru UIF 129
4.3.2. Tuburi şi tranzistoare pentru UIF 132
4.3.3. Etajul preamplificator de UIF 136
4.3.4. Etajul de amestec şi oscilatorul local 138
4.3.5. Exemple de schimbătoare de canale de UIF 141

Cap. 5. **Etaje de frecvenţă intermediară** 144

5.1. Generalităţi 144
5.2. Alegerea frecvenţei intermediare 148
5.3. Amplificatoare de FI cu circuite simple acordate sincron 149
5.4. Amplificatoare de FI cu circuite decalat acordate 155
5.5. Amplificatoare de FI cu circuite cuplate 158
5.6. Circuite de rejecţie 165
5.7. Particularităţile amplificatoarelor de FI cu tranzistoare 175
5.8. Exemple de etaje de FI 180

Cap. 6. **Etaje de videofrecvenţă** 185

6.1. Caracteristici ale circuitelor de videofrecvenţă 185
6.2. Detectorul video 188
6.3. Amplificatorul de videofrecvenţă cu tuburi 192
6.4. Amplificatorul de videofrecvenţă cu tranzistoare 200
6.5. Cuplajul etajelor de videofrecvenţă cu tuburi 205
6.6. Reglajul de contrast în amplificatorul de videofrecvenţă 208
6.7. Separarea frecvenţei intermediare sunet şi obţinerea impulsurilor pentru sincronizare 211
6.8. Exemple de etaje de videofrecvenţă 213

Cap. 7. **Tubul cinescop** 217

7.1. Tubul cinescop. Principii 217
7.2. Mişcarea electronului în vid sub acţiunea cîmpurilor electrice şi magnetice 220
7.3. Noţiuni de optică electronică 221
7.4. Construcţia cinescoapelor 225
7.5. Deflexia electromagnetică. Distorsiuni 229
7.6. Blocul bobinelor de deflexie 236
7.7. Modulaţia tubului cinescop 240
7.8. Nivelul negrului şi contrastul 243
7.9. Particularităţi de construcţie şi reglaj legate de cinescoapele de tip vechi 246

Arhiva digitala SaDAng

Cap. 8. **Generatoare de baleiaj**

8.1. Generalităţi 249
8.2. Schema-bloc a generatoarelor de baleiaj 249
8.3. Etajul final de baleiaj orizontal 255
8.3.1. Probleme generale 257
8.3.2. Scheme de recuperare a energiei 258
8.3.3. Surse de alimentare obţinute cu ajutorul etajului final de baleiaj orizontal 267
8.3.4. Corecţii şi reglaje 270
8.3.5. Stabilizarea automată a dimensiunilor imaginii 273
8.3.6. Forma necesară a tensiunii de comandă 275
8.4. Etajul final de baleiaj vertical 276
8.4.1. Probleme generale 276
8.4.2. Moduri de cuplaj 276
8.4.3. Forma necesară a curentului etajului final 277
8.4.4. Forma necesară a semnalului de excitaţie 279
8.4.5. Circuitele de formare a semnalului de excitaţie 280
8.4.6. Corecţii şi reglaje pentru baleiajul vertical 284
8.4.7. Stabilizarea dimensiunilor verticale ale imaginii 284
8.5. Formarea semnalului de excitaţie 287
8.6. Oscilatoare de baleiaj 289
8.6.1. Oscilatorul autoblocat 290
8.6.2. Multivibratorul cu cuplaj catodic 292
8.6.3. Oscilatorul sinusoidal 294
8.6.4. Tuburi de reactanţă 296
8.7. Scheme de generatoare de excitaţie pentru baleiaj orizontal 302
8.7.1. Generator de excitaţie cu oscilator autoblocat 302
8.7.2. Generator de excitaţie cu multivibrator 305
8.7.3. Generator de excitaţie cu oscilator sinusoidal 307
8.8. Scheme de blocuri de baleiaj orizontal 310
8.8.1. Schemă de bloc de baleiaj orizontal cu tuburi 310
8.8.2. Schemă de bloc de baleiaj orizontal cu tranzistoare 311
8.9. Scheme de generatoare de baleiaj vertical 312

Cap. 9. **Separarea impulsurilor de sincronizare** 316

9.1. Generalităţi 316
9.2. Separarea impulsurilor după amplitudine 316
9.3. Particularităţi ale schemelor cu tranzistoare 323
9.4. Separarea după durată a impulsurilor de sincronizare 324
9.4.1. Separarea impulsurilor de sincronizare cadre 324
9.4.2. Rolul impulsurilor de egalizare 326
9.4.3. Separarea impulsurilor de sincronizare linii 327
9.5. Exemple de selectoare de impulsuri de sincronizare 329

Cap. 10. **Sincronizarea oscilatoarelor de baleiaj** 331

10.1. Sincronizarea pe verticală 331
10.1.1. Sincronizarea directă 331
10.1.2. Influenţa perturbaţiilor asupra sincronizării pe cadre 333
10.1.3. Sincronizarea automată pe cadre 333
10.2. Sincronizarea pe orizontală 336
10.2.1. Sincronizarea directă 336
10.2.2. Sincronizarea indirectă 337
10.2.3. Circuite de sincronizare cu domenii de prindere mărit 346

Cap. 11. **Etaje pentru recepţia sunetului** 351

11.1. Generalităţi ... 351
11.2. Amplificatorul de FI sunet ... 356
11.3. Discriminatorul ... 360
11.4. Amplificatorul de audiofrecvenţă ... 366
11.5. Exemple de etaje de sunet ... 367

Cap. 12. **Alimentarea televizoarelor** 370

12.1. Alimentarea televizoarelor echipate cu tuburi ... 370
12.2. Alimentarea televizoarelor cu tranzistoare ... 375
12.3. Exemple de circuite de alimentare ... 377

Cap. 13. **Reglaje automate** 380

13.1. Generalităţi ... 380
13.2. Reglajul automat al amplificării ... 381
13.2.1. Sistemul cu tensiunea de RAA proporţională cu valoarea tensiunii medie a semnalului video ... 385
13.2.2. Sistemul cu tensiunea de RAA proporţională cu valoarea amplitudinii maxime a semnalului purtător de imagine ... 387
13.2.3. Sisteme de RAA comandate ... 389
13.2.4. Particularităţile sistemului de RAA la receptoarele TV cu tranzistoare ... 394
13.3. Reglajul automat al frecvenţei oscilatorului de FIF şi UIF ... 398
13.3.1. Principiul de funcţionare ... 400
13.3.2. RAF cu tub de reactanţa ... 401
13.3.3. RAF cu diodă semiconductoare ... 402
13.3.4. RAF cu bobine cu miez magnetic ... 409
13.4. Reglajul automat al luminozităţii şi contrastului ... 410
13.4.1. Reglajul automat al luminozităţii ... 411
13.4.2. Reglajul automat al contrastului ... 412
13.4.3. Reglajul automat al luminozităţii şi contrastului ... 414

Cap. 14. **Circuite auxiliare** 415

14.1. Generalităţi ... 415
14.2. Pornire silenţioasă ... 415
14.3. Stingerea spotului ... 416
14.3.1. Stingerea spotului în timpul cursei inverse ... 416
14.3.2. Stingerea spotului la oprirea televizorului ... 418
14.4. Atenuarea structurii de linii ... 419
14.4.1. Compensarea optică a structurii de linii ... 419
14.4.2. Atenuarea structurii de linii prin vobulare ... 419
14.4.3. Atenuarea structurii de linii prin deformarea spotului ... 420
14.5. Comandă de la distanţă ... 421
14.5.1. Comanda de la distanţă prin cablu ... 422
14.5.2. Comanda de la distanţă prin ultrasunete ... 425
14.5.3. Comanda de la distanţă prin unde radio ... 427
14.6. Conectarea picupului şi magnetofonului la calea de sunet ... 428
14.7. Registrul de imagine ... 429

Bibliografie ... 431

Arhiva digitala SaDAng

CAPITOLUL 1

BAZELE TRANSMISIUNII IMAGINILOR LA DISTANȚA

1.1. INTRODUCERE

În lucrarea de față se descrie exclusiv receptorul de televiziune, adică acea parte dintr-un ansamblu, care este destinată doar să facă posibilă redarea unei scene vizuale la un spectator oarecare. Totuși, în acest capitol se prezintă unele aspecte generale referitoare la principiul televiziunii, la metodele folosite în transmisiune și la subansamblurile care intră în joc pentru a face posibilă televiziunea. Cuprinsul acestui capitol nu este doar o completare menită să satisfacă unele curiozități ale cititorului căruia îi este destinată cartea. Conținutul său reprezintă — evident, într-o formă foarte succintă — acele lucruri fără de care înțelegerea funcționării receptorului, a justificării caracteristicilor ce le are și a performanțelor ce se impun fiecăreia dintre părțile sale componente nu este posibilă.

1.2. PRINCIPIUL TELEVIZIUNII

Transmisiunea de televiziune, respectiv transmisiunea imaginilor la distanță se face după modelul general cunoscut, de transmisiune a oricărei informații. El trebuie să cuprindă neapărat o sursă de informație care debitează un mesaj. Acesta se transmite printr-un canal de comunicație, care poate fi supus și unor perturbații, pînă la locul de utilizare unde se află un observator. În acest caz particular mesajele sînt constituite de imagini sub toate formele lor — imagini în mișcare (din aer liber sau studiouri), imagini de pe filme, diapozitive, texte scrise ș. a. Imaginile optice se transformă cu ajutorul unor traductoare în semnale, care sînt mărimi electrice (tensiuni sau curenți) capabile să se propage la distanță. Aceste semnale se pot transmite ca atare sau se pot transforma prin operația de modulare, sau modulare și codare, în scopul de a ușura transmiterea la distanțe mari, printr-un anumit mediu (cablu sau aer) sau pentru a mări eficiența transmisiei. După aceea urmează

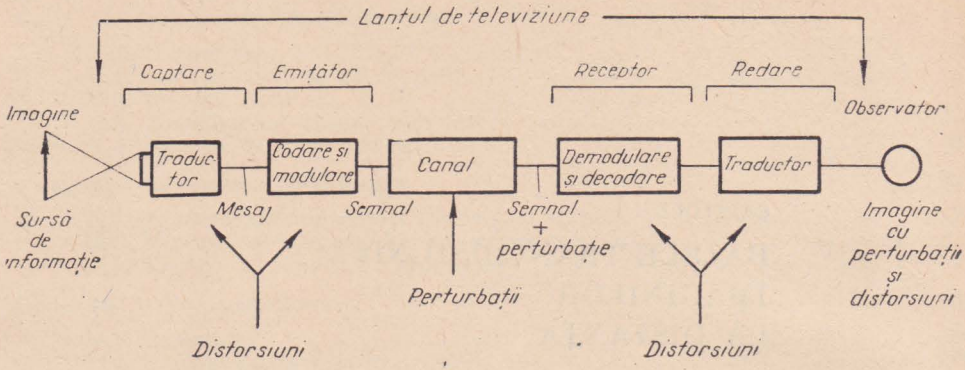


Fig. 1.1. Schema unui lanț de televiziune.

canalul de transmisiune — aparatura și mediul de propagare. La capătul celălalt al lanțului se vor face operațiile inverse de decodare și demodulare a semnalului, după care, cu un alt traductor invers se face transformarea mărimilor electrice în așa fel, încît să se recupereze imaginea originală. În această transmisiune, ca și în toate celelalte, nu este posibilă o reproducere (redare) perfectă a imaginii de transmis. Apar degradări (distorsiuni) datorite unor deficiențe ale aparaturii care intră în joc și perturbațiilor (semnalelor nedorite) care intervin în aparatură sau în canal. Toate elementele descrise compun lanțul de televiziune, iar detaliile date sînt reprezentate în fig. 1.1.

În schemă s-a considerat o sursă de mesaje — „imagini" — și traductorul ca sursă de mesaje — „semnale electrice". Transformarea imaginii în semnal se numește captare și cea inversă, redare. Aparaturile folosite la cele două capete ale canalului poartă numele de emițător și receptor.

Pentru fiecare sistem de comunicație prin care se transmit informații există o precizie impusă, care depinde de scopul urmărit. În fiecare caz se admite o anumită aproximație, deci sînt permise distorsiuni și perturbații în anumite limite. În cazul televiziunii, acestea depind de calitățile ochiului și de posibilitățile sale de adaptare, deoarece în ultima instanță el este acela care discerne.

Așadar, calitățile sau, mai curînd, imperfecțiunile sale, au condus la elaborarea principiilor particulare de transmitere ale imaginilor, care se caracterizează, în general, prin strălucire (ca mărime și distribuție), culoare și relief. Se știe, însă, că pentru a înțelege conținutul unei imagini, în general, ochiul nu are nevoie de culoare și de profunzime, adică de relief, lucru de altfel dovedit din experiența fotografică și cinematografică. Cum lucrarea se ocupă de receptoarele de televiziune curente, se vor lăsa de-o parte transmisiunea culorii și a posibilității de a obține imagini tridimensionale, deși acestea ar întregi senzația ce-o poate avea ochiul. Deci, se va descrie transmisiunea imaginilor plane, în alb și negru.

Arhiva digitala SaDAng

De asemenea, se știe că ochiul are o anumită acuitate, adică o anumită limită în posibilitatea vederii distincte a unor puncte dintr-o imagine pentru o distanță de observare dată. Această imperfecțiune face posibilă transmiterea imaginilor prin puncte; altfel spus, nu o transmisiune simultană a întregii imagini (în acest caz ar trebui pentru fiecare punct cîte un lanț de televiziune), ci transmițînd, rînd pe rînd, semnalele corespunzătoare strălucirilor punctelor respective de pe imagine. Este vorba de o transmisiune succesivă sau, cum se mai numește, secvențială a punctelor imaginii. Pentru ca ochiul să nu sesizeze transmisiunea discretă, este nevoie ca, ținînd seamă de distanța de observare a imaginii redate, mărimea punctelor să se aleagă corespunzător, adică să nu se transmită detalii mai fine decît trebuie.

Transmisiunea punct după punct nu poate fi făcută într-un timp oricît de lung. În legătură cu aceasta intervine încă o imperfecțiune a ochiului, și anume persistența senzațiilor vizuale (care nu dispar decît după 1/16 s). Ținînd seamă de acest fenomen (ca și în cinematograf de altfel, cînd transmisiunea succesivă a 24 căsuțe de film pe secundă este sesizată de ochi ca fiind continuă în timp), timpul în care se transmit toate punctele imaginii trebuie să fie mai mic decît timpul de persistență. Cele arătate ar fi valabile dacă imaginile ar fi fixe în timp, dar televiziunea se deosebește de fototelegrafie tocmai prin aceea că poate realiza și transmisiunea imaginilor în mișcare rapidă. De aceea, toate punctele imaginii care constituie un cadru al imaginii trebuie transmise de cîteva ori în timpul respectiv de persistență, altfel ar putea apărea imagini suprapuse și deplasate.

Speculînd, deci, imperfecțiunile ochiului și ținînd seamă de dezideratul de a transmite imagini în mișcare, rezultă că principiul televiziunii reprezintă: o analiză (descompunere) a imaginii optice captată de un traductor lumină-semnal electric prin explorare punct cu punct într-un anumit timp, o transmitere a acestui semnal printr-un echipament electronic (amplificatoare, corectoare, modulatoare etc.) urmat apoi de un canal și, în sfîrșit, o sinteză recompunere-redare) în traductorul invers semnal-lumină dintr-un receptor.

Sinteza trebuie făcută printr-o explorare identică, punct cu punct, în aceeași ordine ca la partea de captare, ca să se obțină o imagine cu aceeași geometrie. Pentru aceasta se vor transmite niște semnale suplimentare care să asigure corespondența geometrică, numite semnale de sincronizare.

Redarea acceptabilă implică anumite distorsiuni (detalii fine suficiente, strălucire corespunzătoare punctelor imaginii originale, reproducerea distribuției geometrice a punctelor etc.) și anumite perturbații admisibile.

1.3. PARAMETRII IMAGINII DE TELEVIZIUNE

Dintre parametrii importanți ai imaginii de televiziune, pe baza cărora se pot aprecia calitățile redării și în funcție de aceasta parametrii și performanțele impuse lanțului de televiziune, cei mai importanti sînt expuși în cele ce urmează.

Forma și dimensiunile cadrului. Forma imaginii se alege dreptunghiulară, deoarece în acest caz transmisiunile de filme sînt și ele posibile. Raportul dimensiunilor se alege $\frac{H}{V} = \frac{4}{3}$, deoarece și în cinematografie este același și, în plus, în această situație redarea este mai clară. În situația în care se utilizează tuburi videoreproducătoare (traductoare semnal-lumină) moderne, se utilizează și un format $\frac{H}{V} = \frac{5}{4}$ la redare. Acest lucru conduce la pierderea unor porțiuni laterale ale imaginii, însă acest lucru aduce avantaje importante în realizarea receptorului (v. cap. 8.1).

Dimensiunile concrete ale imaginii se aleg în funcție de distanța de privire. Pentru o distanță de 1,5—2 m trebuie ca dimensiunea verticală să fie de $\frac{1}{3} - \frac{1}{5}$ din această distanță.

Asemănarea geometrică. În imaginea redată pot apărea distorsiuni care să modifice forma (distorsiuni geometrice), apărînd, de exemplu, imagini în formă de butoi, periniță, trapez, în locul celei dreptunghiulare, sau distorsiuni care să modifice scara la care sînt reproduse diverse detalii față de cele inițiale (de exemplu o bandă verticală să apară la redare mai îngustă sau mai lată decît pe imaginea originală).

Strălucirea imaginii. Imaginile trebuie să aibă o strălucire care să o reproducă pe cea inițială, ca strălucire medie a imaginii și ca variații ale acestei străluciri.

Contrastul. Prin contrast se înțelege raportul dintre strălucirea maximă a unui punct de pe imagine și strălucirea minimă a altui punct de pe imagine : $K = B_{max}/B_{min}$. În natură acest raport poate atinge valoarea de 10 000. În imaginile redate în televiziune nu se poate realiza decît o valoare de maximum 100, și raportul obișnuit este chiar mai mic.

Numărul de trepte de contrast. În afară de contrast, are importanță pentru imagine și numărul de trepte care se pot reproduce, respectiv numărul de nivele de strălucire. În televiziune se pot reproduce aproximativ 25 de nivele. Transmisiunea trebuie făcută în aceste condiții în așa fel, încît să se redea în mod liniar treptele de contrast prin comprimare, adică să se obțină față de realitate diferențe de contrast mai mici, dar să se obțină toate. În legătură cu aceasta se definește un factor de contrast γ, dedus din relația dintre strălucirile imaginilor originale și cele reproduse : $B_{rep} = KB^{\gamma}_{orig}$ (K aici este o constantă). Pe globalul instalației de TV trebuie ales $\gamma < 1$, pentru a face o comprimare care să se încadreze în posibilitățile de reproducere a imaginii.

Perturbațiile imaginii. Acestea însoțesc imaginea în majoritatea cazurilor și înrăutățesc redarea. Ele se manifestă pe imagine sub formă de „zapadă“ (zgomote de fluctuație din echipamente) „țesături“, sau „moar“ (zgomote periodice) „dungi“ sau „pete“ (zgomote de impulsuri) „dubluri“ (imagini multiple ș. a.

Arhiva digitala SaDAng

Se consideră că o imagine este acceptabilă dacă perturbațiile asigură un raport semnal/perturbație de 10 db (pentru perturbație se ia valoarea eficace).

Claritatea imaginii. Prin aceasta se exprimă aprecierea subiectivă a numărului de detalii, a modului cum sînt redate contururile imaginii, vizibilitatea perturbațiilor etc. Printre altele, claritatea depinde și de numărul de puncte în care se descompune imaginea prin explorare. Pentru aprecierea imaginii sînt importanți parametrii subiectivi care depind de observator și nu parametrii obiectivi.

Verificarea parametrilor enumerați se poate face uneori și cu ajutorul mirei de reglaj pe care se observă asemănarea „psihologică" cu imaginea reală.

1.4. CAPTAREA IMAGINII

1.4.1. Traductorul

Pentru captare se folosește, în primul rînd, traductorul electronic, care transformă radiațiile luminoase în semnal electric sub formă de curent sau tensiune. Aceste traductoare pot fi de diverse tipuri, după modul de construcție și după tipul de fenomen fotoelectric pe care-l folosesc — exterior sau interior (fotoconductibilitate). Se numesc, generic, tuburi videocaptoare, iar în particular, iconoscop, supericonoscop, superorticon, vidicon etc. Traducerea se face cu ajutorul unor elemente fotosensibile pe care se creează un relief de potențial electric. Acesta reproduce relieful de străluciri de pe imaginea captată. Transmisiunea semnalelor în mod succesiv se face cu ajutorul unui fascicul electronic, care explorează acest relief de potențial.

Tuburile videocaptoare se caracterizează printre altele prin sensibilitate (la aceeași iluminare dau semnale de valori diferite) și prin factor de contrast care este, în general, mai mic decît unitatea (deci comprimă contrastele)

1.4.2. Explorarea imaginii

Explorarea se folosește pentru realizarea transmisiunii secvențiale în timp pe același canal. Ea se realizează cu ajutorul fasciculelor electronice comandate ca mișcare, cu ajutorul unor cîmpuri electrice sau magnetice. Mișcarea se face pe suprafața pe care s-a creat relieful de potențial în același sens în care un cititor urmărește pagina unei cărți, punct după punct și rînd după rînd de la stînga la dreapta și de sus în jos — rîndul numindu-se în televiziune linie de explorare, iar numărul total de linii constituind un cadru complet de imagine. Aceste linii descrise de fascicul se zice că constituie un „rastru" de imagine. Mișcarea se face cu viteză constantă (în instalațiile obișnuite de televiziune). Cum fasciculul de analiză trebuie să înceapă totdeauna o linie nouă după ce a explorat una precedentă, înseamnă că după drumul

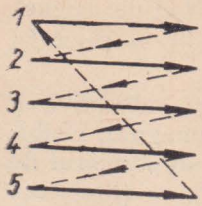
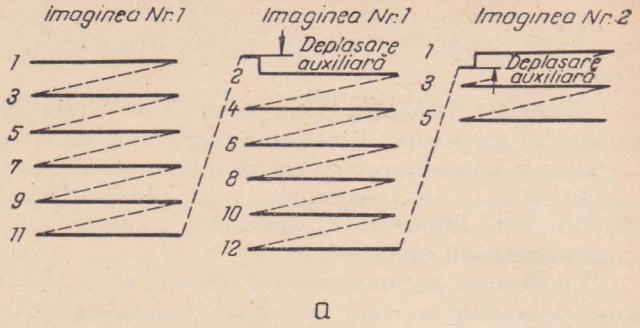


Fig. 1.2. Schema explorării simple.



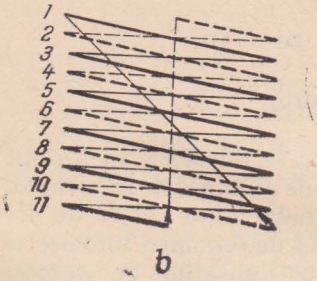


Fig. 1.3. Schema explorării întreţesute :
a — *z* par; *b* — *z* impar.

direct (sau de ducere — sau cursa directă) cînd a ajuns în dreapta sau jos, trebuie să revină în stînga sau sus, parcurgînd drumul invers (sau de întoarcere sau cursa inversă). O linie completă se compune din drumul direct şi cel invers, lucru valabil şi pentru un cadru. Mişcarea respectivă se face într-un anumit timp de ducere (direct) şi de întoarcere (invers).

Deoarece mişcările acestea se fac periodic, se defineşte o frecvenţă de explorare pe linii : $f_H = \frac{1}{T_H}$, unde $T_H = T_d + T_i$. S-au pus indicii H, deoarece explorarea pe linii se face după direcţia orizontală. T_H este perioada completă, compusă din timpul direct şi cel invers. De asemenea, se defineşte o frecvenţă de explorare pentru cadre (explorarea se face pe verticală) $f_V = \frac{1}{T_V}$; $T_V = T_d + T_i$. Explorarea se poate face linie după linie (numită explorare simplă sau liniară) sau întreţesut (întraliniat) (v. fig. 1.2 şi 1.3).

Din modelele alese în fig. 1.2 şi 1.3, avînd un număr mic de linii pentru o înţelegere mai uşoară, se vede că pentru a asigura explorarea corectă (fasciculul trebuie să parcurgă o curbă închisă pentru ca să parcurgă mereu acelaşi traseu) între frecvenţa f_V şi f_H există relaţia $f_H = zf_V$, în care z este numărul de linii.

O imagine se compune însă dintr-o succesiune de puncte. Să considerăm cele mai mici puncte egale ca înălţime cu grosimea liniei de explorare şi avînd

Arhiva digitala SaDAng

o lățime identică. Înseamnă că pe verticala imaginii există atîtea puncte cîte linii sînt (z), iar pe orizontala ei $\frac{4}{3} \cdot z$, deoarece imaginea este dreptunghiulară.

Numărul total de puncte va f $\frac{4}{3} z \cdot z = \frac{4}{3} z^2$. Situația este reprezentată în fig. 1.4., unde apare și semnalul electric care se obține cînd se transmite numai componenta de frecvență fundamentală[1]. Dacă ne interesează frecvența acestui semnal, împărțim cu doi numărul total de puncte, deoarece o perioadă completă a semnalului este dată de două alternanțe ale sinusoidei de semnal și mai trebuie să ținem seamă că într-o secundă se transmit f_v cadre.

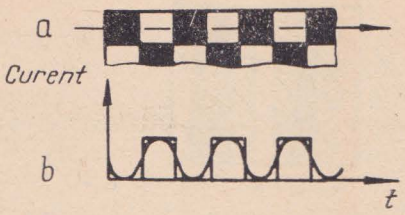


Fig. 1.4. Imagine din puncte elementare și semnalul obținut.

Deci :

$$f_{max} = \frac{\text{Nr. puncte imag.}}{2} \cdot \text{nr} \cdot \text{imag/s} = \frac{1}{2} \cdot \frac{4}{3} z^2 \cdot f_v. \qquad (1.1)$$

Aceasta este frecvența care indică lățimea benzii necesare.

Dacă observăm acum modurile de explorare din fig. 1.2 și 1.3, constatăm că în cazul explorării întrețesute numărul de cadre complete într-o secundă este jumătate față de cazul explorării simple, deoarece aici se explorează întîi toate liniile impare 1, 3, 5 (care constituie cîmpul de linii impare) și după aceea liniile pare 2, 4, 6 (care formează cîmpul de linii pare). Frecvența de succesiune a cîmpurilor este egală cu frecvența cadrelor din cazul explorării simple, deci din punctul de vedere al persistenței senzațiilor vizuale lucrurile sînt identice, însă frecvența cadrelor complete este în cel de-al doilea caz de două ori mai mică. Aceasta atrage o reducere a benzii (v. rel. 1.1) la jumătate.

Numărul de linii de explorare se alege în funcție de claritatea imaginii, de ușurința realizării generatorului, care asigură prin semnale de sincronizare funcționarea corectă a instalațiilor de captare și redare, și de tipul explorării. Prima condiție cere un număr mai mare decît 500—600 linii. A doua implică ca numărul de linii să fie un produs de numere în care nici un termen să nu fie mai mare decît 12—13 (în generatorul de sincronizare se lucrează cu o frecvență de bază care este $2f_H$, din care, prin divizări succesive se ajunge la f_v; divizorii lucrează stabil numai dacă ordinul de divizare nu depășește cifra indicată). A treia condiție implică număr impar de linii pentru a se realiza întreteserea fără ajutorul unor semnale suplimentare de deplasare (v. fig. 1.3, *a*).

În fiecare țară se face o normare a acestor mărimi. Țara noastră a adoptat standardul O.I.R.T. (Organizația Internațională de Radiodifuziune și Televiziune) al țărilor socialiste.

[1] Deși semnalul care apare este format din impulsuri dreptunghiulare, pentru detaliile cele mai fine ale imaginii este suficient dacă se transmite numai componenta fundamentală.

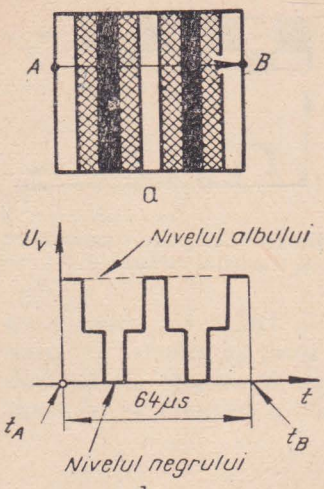


Fig. 1.5. Semnalul de imagine :
a — imaginea; *b* — semnalul, în cazul polarității pozitive.

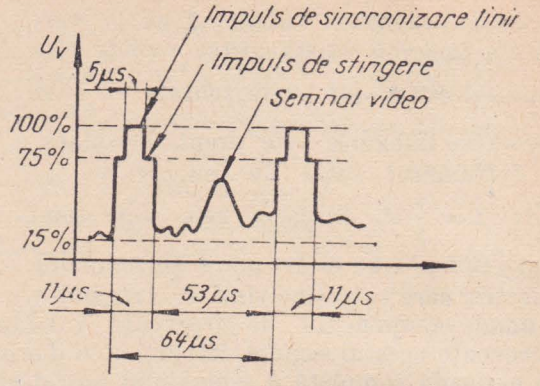


Fig. 1.6. Semnalul de imagine, stingere și sincronizare de linii (cazul semnalului de polaritate negativă).

În cadrul acestui standard parametrii caracteristici sînt : $z = 625$ linii; $f_V = 50$ Hz[1]; $f_H = 15\,625$ Hz, $T_V = 20$ ms; $T_H = 64\,\mu s$; $f_{max} = 6{,}5$ MHz.

În acest caz cele două cîmpuri vor conține fiecare 312,5 linii. Așa cum se va arăta mai departe, nu toate liniile acestea sînt active, adică nu toate folosesc la explorare (v. fig. 1.7), deoarece întoarcerea pe verticală nu se face într-un timp nul, așa cum arată fig. 1.3.

1.4.3. Semnalul de televiziune

Așa cum s-a arătat și în fig. 1.4, prin parcurgerea unei linii de explorare se obține un semnal. Să considerăm acum imaginea din fig. 1.5, *a*. Prin parcurgerea liniei, la ieșirea traductorului se obține un semnal ca în fig. 1.5, *b*. Se vede că dungii albe îi corespunde amplitudinea maximă a semnalului, iar celei negre, amplitudinea minimă. Se spune că avem un semnal de polaritate pozitivă (la strălucire maximă corespunde un semnal de amplitudine maximă). Dacă semnalul ar fi fost invers, am fi avut un semnal de polaritate negativă (la strălucire maximă corespunde un semnal de amplitudine minimă).

Indiferent de polaritate, acest semnal se numește semnal de imagine, fiindcă traduce imaginea, sau semnal video. Banda sa de frecvență se întinde de la $f_{min} = 0$ Hz (imagine cu strălucire uniformă) pînă la $f_{max} = 6{,}5$ MHz (v. rel. 1.1 și norma O.I.R.T.).

Dacă imaginea n-are o formă regulată, semnalul se prezintă ca în fig. 1.6.

[1] f_V — frecvența de explorare pe verticală reprezintă aici frecvența cîmpurilor; frecvența cadrelor complete este :

$$f_c = \frac{1}{2} f_V = 25 \text{ Hz}.$$

Arhiva digitala SaDAng

În afara semnalului de imagine mai apar și alte componente. Una dintre ele este semnalul de stingere, care se introduce în cadrul lanțului de captare, pentru ca semnalul ajuns la recepție să stingă fasciculul de explorare pe timpul întoarcerilor (fig. 1.6). Apar, deci, semnale de stingere pe orizontală după fiecare linie și semnale de stingere pe verticală după fiecare cîmp (v. fig. 1.7). Aceste semnale au duratele de 11 μs pentru stingerea pe orizontală și de (25—30) H, respectiv 25 × 64 μs = 1,6 ms, pentru stingerea pe verticală. Se remarcă, deci, că la fiecare cîmp un număr de 25 linii sînt inactive, fiind stinse. Deci, numărul de linii active la explorarea unui cadru complet este de 575.

O altă componentă este semnalul de sincronizare care se adaugă semnalului de imagine și de stingere la ieșirea instalației de captare. El este generat de sincrogenerator și va fi folosit la receptor, pentru a menține funcționarea sincronă a dispozitivelor de explorare cu a celor de la captare.

Se utilizează semnale de sincronizare pe orizontală — sau de linii — și semnale de sincronizare pe verticală — sau de cîmpuri. Atît semnalele de stingere cît și cele de sincronizare se adaugă semnalului în timpul curselor de întoarcere și în sensul negrului. Acest lucru se face pentru a nu fi vizibile pe imaginea redată, ci, dimpotrivă, pentru a realiza o stingere și mai pronunțată chiar la o iluminare mare a ecranului tubului de redare (v. fig. 1.6). Între nivelul de negru și de stingere se lasă un spațiu de gardă, iar nivelul albului are, de asemenea, un spațiu de gardă față de valoarea zero. Amplitudinile limite în cadrul standardului O.I.R.T. sînt indicate tot în fig. 1.6. Semnalul de sincronizare de linii se amplasează pe impulsul de stingere asimetric și are durata 5 μs. Palierul (umărul) anterior este mai redus, dar există, totuși, pentru a nu risca comanda cursei de întoarcere a explorării atunci cînd stingerea nu este încă asigurată. Palierul posterior este mai mare și se folosește pentru realizarea alinierii semnalelor (v. transmiterea componentei continue).

Semnalul de sincronizare de cîmpuri se plasează tot suprapus pe semnalul de stingere pe verticală. El are durata 2,5 H = 2,5 × 64 μs = 0,16 ms. Acest impuls are durată mai mare decît cel de sincronizare de linii, pentru ca la receptor să se poată realiza o separare a lor în dispozitivele de sortare. Separarea se face transformînd diferența de durată în diferență de amplitudine (v. § 9.4). Amplasarea acestui impuls se face cu frontul anterior la 2,5 H de la începutul impulsului de stingere pe verticală. În acest interval de timp, înainte de începerea lui, ca și într-un interval de timp egal, după terminarea lui, se transmite cîte un grup de cinci impulsuri, numite de egalizare (preegalizare și postegalizare). Aceste impulsuri au durata de circa 3 μs și frecvența egală cu dublul frecvenței liniilor. Ele folosesc în receptor la egalizarea tensiunilor pe condensatorul de la ieșirea dispozitivului de sortare a impulsurilor de sincronizare de cîmpuri pentru menținerea unei sincronizări la intervale de timp perfect egale (20 ms) pentru fiecare cîmp, indiferent dacă acesta s-a sfîrșit cu jumătate de linie sau cu linia întreagă (v. § 9.4).

Pentru ca sincronizarea pe linii să nu se deranjeze în timpul stingerii pe verticală, impulsurile de egalizare — din două în două (v. săgeata din

fig. 1.7) — servesc la sincronizarea dispozitivelor de explorare pe linii. Același efect au și impulsurile de crestare ale impulsului de sincronizare pe cîmpuri (tot din două în două). După perioada de preegalizare, sincronizare V (impulsul) se mai numește și impuls crestat, după forma sa) și postegalizare urmează impulsuri de sincronizare H obișnuite (mai rare și mai late).

Toate aceste impulsuri de sincronizare, H, V, egalizare și crestare alcătuiesc semnalul compus de sincronizare. Ele ocupă în domeniul amplitudinilor nivelele între 75% și 100%. Ele sînt generate de sincrogeneratorul instalației de televiziune (v. fig. 1.10).

Semnalele de video, stingere H și V și cel complex de sincronizare alcătuiesc semnalul video complex sau compus sau, obișnuit spus, semnalul de televiziune.

În fig. 1.7 se arată structura acestui semnal reprezentat pentru sfîrșit de cîmp impar — început de cîmp par (fig. 1.7, *a*) și sfîrșit de cîmp par — început de cîmp impar (fig. 1.7, *b*). Faptul că un cîmp se termină cu jumătate de linie și altul cu linie întreagă rezultă din numărul impar de linii și se observă și din fig. 1.3, *b*. În fig. 1.7 s-a făcut și numerotarea liniilor.

Așa cum a fost figurat în fig. 1.5, 1.6 și 1.7, se vede că semnalul de televiziune conține și componenta continuă. Transmiterea componentei continue poartă informația referitoare la strălucirea medie a imaginii. Dacă semnalul de televiziune trece printr-un condensator de cuplaj dintr-un ampli-

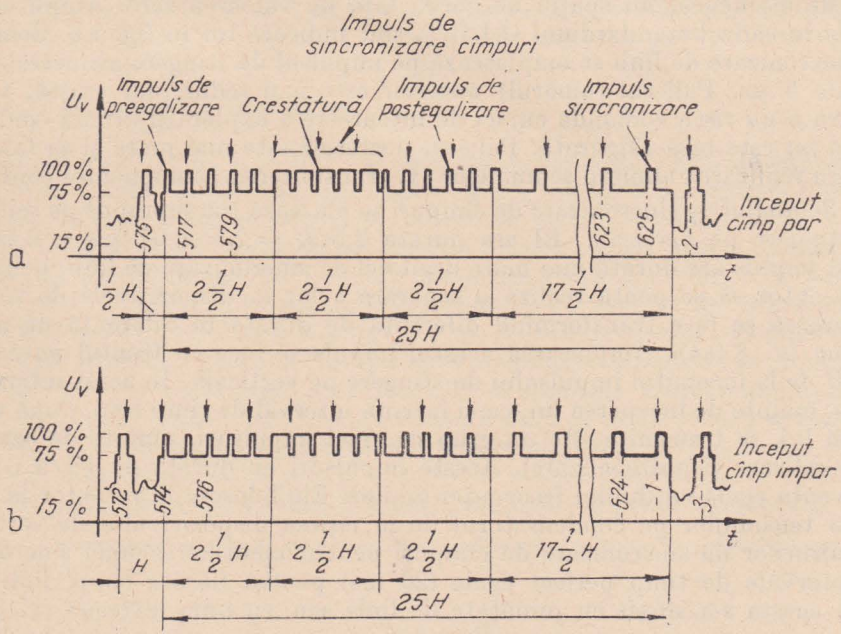


Fig. 1.7. Semnalul complex de televiziune :
a — la sfîrșitul cîmpurilor impare; *b* — la sfîrșitul cîmpurilor pare.

Arhiva digitala SaDAng

ficator el pierde componenta continuă și se aliniază pe axa de potențial zero în jurul valorii medii. În fig. 1.8 se arată semnalele cu și fără componentă continuă pentru trei linii de analiză. În cazul redării fără componentă continuă se observă o redare incorectă. Imaginea nu mai are strălucire uniformă. Dar acest lucru este neplăcut nu numai la redare. În lanțul de captare, dacă semnalele nu sînt cu componentă continuă (nu sînt aliniate cu impulsurile de stingere la același nivel), introducerea impulsurilor de sincronizare se face defectuos; în diverse circuite de corecție — ca cel de contrast, de exemplu,— corecția se face eronat; la modulator ar trebui o caracteristică cu o întindere liniară mult mai mare pentru a realiza o modulație liniară, iar în receptor circuitele de reglaj automat al amplificării funcționează incorect.

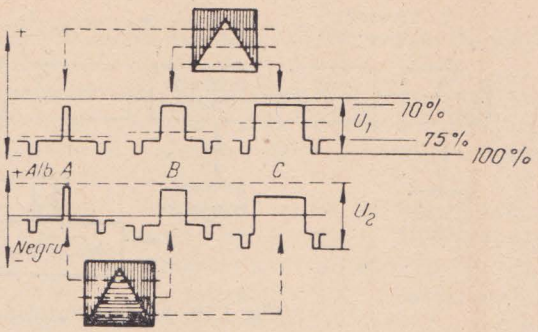


Fig. 1.8. Imagine analizată cu trei linii și imaginea redată în ipoteza pierderii componentei continue.

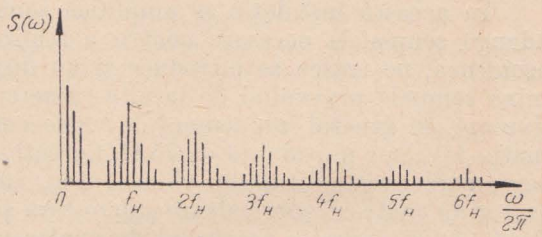


Fig. 1.9. Forma spectrului semnalului de televiziune.

Întrucît nu se pot face peste tot amplificatoare de curent continuu, se utilizează amplificatoare obișnuite cu cuplaj prin condensator, unde componenta continuă a semnalului de televiziune se pierde, dar în orice punct al lanțului, unde este nevoie, cu ajutorul unor circuite speciale se face restabilirea componentei continue. Acest procedeu se numește restabilire sau restituire a componentei continue, axare sau aliniere (v. și cap. 6 și 7).

Semnalul de televiziune se întinde ca bandă de frecvență de la 0 la 6,5 MHz. Introducerea semnalelor de sincronizare nu mărește banda. Ele au frecvențe coborîte în raport cu cea mai înaltă componentă a semnalului de imagine. Faptul însă că transmisiunea se face periodic cu cele două frecvențe de explorare, atrage apariția unor componente de semnal care dau un spectru discret cu concentrări de energie în jurul frecvențelor, care sînt multipli întregi ai frecvențelor de explorare pe cîmpuri și pe linii (v. fig. 1.9). Se observă că între componentele spectrului principal care au valori importante (în jurul lor mai sînt grupate spectre secundare, dar de valori puțin importante) rămîn spații libere. Această particularitate este folosită în televiziunea în culori pentru transmiterea unor semnale suplimentare în cadrul aceleiași lățimi de canal, sau pentru introducerea unui program suplimentar de televiziune pe același canal, prin decalare.

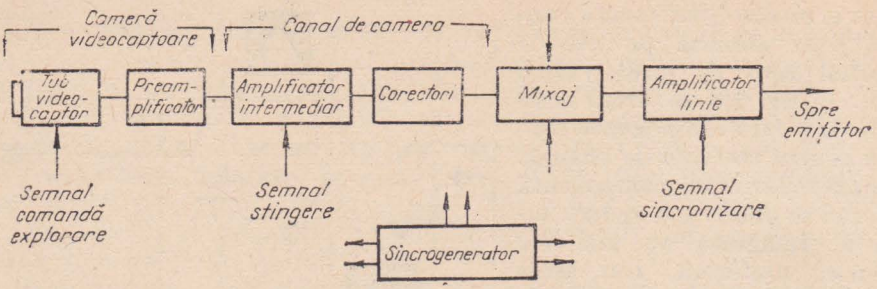


Fig. 1.10. Schema instalației de captare.

În urma celor prezentate se conturează schema instalației de captare a imaginilor (fig. 1.10).

În această instalație se amplifică semnalul, se fac unele corecții și se adaugă semnalele necesare pentru a realiza „semnalul de televiziune". De asemenea, pe traseu se introduce și un dispozitiv de mixaj pentru a putea mixa semnale provenind de la alte camere videocaptoare. Ieșirea instalației livrează, în general, un semnal de video complex cu amplitudine de aproximativ 1 V_{vv} pe impedanță de 75 Ω. Corecțiile introduse se referă întîi la corectarea caracteristicii tubului videocaptor, care s-a amintit că corespunde unui factor de contrast γ de valoare subunitară și, deci, comprimă treptele de contrast. Apoi, deoarece fasciculul de explorare nu are dimensiuni infinit mici, el va duce la o redare nesatisfăcătoare a celor mai mici detalii de pe imagine. Aceasta echivalează cu obținerea unor semnale de amplitudine din ce în ce mai mică, cu cît frecvența este mai mare (detalii mai mici). Deoarece efectul se datorește secțiunii finite a fasciculului (apertură), distorsiunea se numește distorsiune de apertură, iar corecția poartă același nume.

Lanțul de amplificare trebuie să aibă caracteristicile de amplitudine, fază și timp de întîrziere de grup astfel, încît semnalul să nu fie deformat. Caracteristica de amplitudine trebuie să fie cît mai uniformă, iar cea de fază, să fie liniar variabilă cu frecvența.

1.5. TRANSMITEREA A DISTANȚĂ A SEMNALELOR DE TELEVIZIUNE

Pentru a realiza transmisiunea la distanță, dacă aceasta nu este mare, ci numai de cîțiva kilometri, se poate face transmisiunea direct în videofrecvență (VF). De regulă, însă, pentru distanțe mari, cele mai des întîlnite în difuzarea programelor sau în cadrul legăturilor între studio și emițător sau între țări, transmisiunea se face după o modulație prealabilă care translatează spectrul de VF în domeniul frecvențelor radio. Întrucît banda ocupată de un canal de televiziune este de ordinul 6 MHz, domeniul în care se translatează se alege mai mare decît 50 MHz, , mergînd pînă la 230 MHz pentru transmisiunile obișnuite, pînă la 1 000 MHz pentru transmisiunile în ben-

Arhiva digitala SaDAng

zile IV și V (v. cap. 1.11) pînă la 3 000 MHz, sau mai sus, în cazul transmisiunilor prin radiorelee, sateliți etc.

În aceste condiții banda ocupată de semnal, în comparație cu frecvența semnalului purtător pe care se grefează prin modulare semnalul de televiziune, este foarte mică și echipamentele se realizează ușor, iar radiația energiei se poate face cu eficiență sporită la distanță mare.

Pe lîngă aceste avantaje, oferite de frecvențele mari, aceste domenii s-au ales și din disponibilitate de spectre, știindu-se că benzile de frecvență sub 30 MHz în special sînt ocupate cu alte tipuri de transmisiuni (radiodifuziune în UL, UM, US, radiocomunicații profesionale etc.). Dar, chiar în aceste condiții se vor lua măsuri de limitare a benzii transmise — pentru a putea face mai multe transmisiuni într-o bandă de lățime dată.

În general, pentru transmisiunile obișnuite se utilizează modulația în amplitudine (în emițătoare sau pe cabluri), iar în transmisiunile prin radiorelee sau prin sateliți, modulația în frecvență sau modulația în cod.

În cazul modulației în amplitudine se dispune de semnalul de televiziune și de un semnal de radiofrecvență — unda purtătoare — care va fi modulat de primul semnal.

Pentru o reproducere corectă se știe că frecvența undei purtătoare trebuie să fie de cel puțin opt ori mai mare decît cea mai înaltă frecvență a semnalului de modulație. Deci, și din acest motiv trebuie să alegem ca purtătoare o frecvență de minimum 50 MHz. Dacă se consideră o componentă a semnalului de modulație ca fiind sinusoidală de frecvența f_m și amplitudine A_m :

$$u_m = A_m \cos 2\pi f_m t \tag{1.2}$$

și o oscilație sinusoidală de frecvență purtătoare f_0 cu amplitudinea U_0 :

$$u_0 = U_0 \cos 2\pi f_m t; \tag{1.3}$$

după modulație rezultă :

$$u = U_0 (1 + m \cos 2\pi f_m t) \cos 2\pi f_0 t, \tag{1.4}$$

în care gradul de modulație este :

$$m = \frac{A_m}{U_0}.$$

Expresia (1.4) se mai poate pune sub forma :

$$u = U_0 \cos 2\pi f_0 t + \frac{1}{2} m U_0 \cos 2\pi (f_0 - f_m) t + \\ + \frac{1}{2} m U_0 \cos 2\pi (f_0 + f_m) t, \tag{1.5}$$

din care se văd separat cele trei componente ale unei unde modulate MA : componenta de frecvență purtătoare, un produs de modulație, numit banda laterală inferioară, și al doilea produs de modulație, banda laterală superioară.

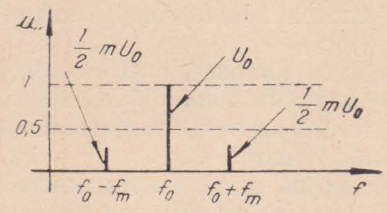
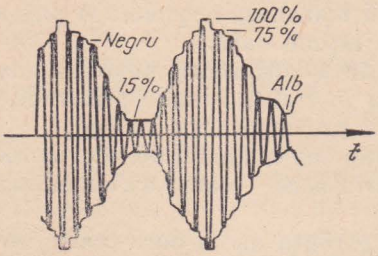


Fig. 1.11. Spectrul unei unde modulate MA.



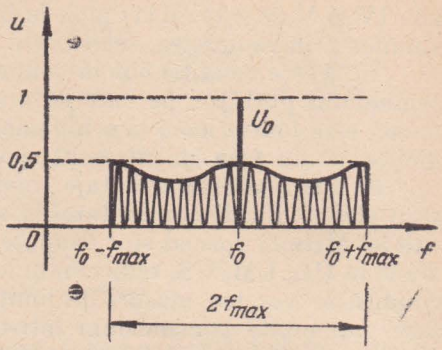


Fig. 1.12. Spectrul unei unde modulate MA cu semnal de bandă f_{max}.

Fig. 1.13. Semnal de RF de televiziune cu modulație negativă.

Acestea sînt plasate la frecvențele $f_0 - f_m$ și $f_0 + f_m$ și sînt reprezentate în fig. 1.11.

Dacă se modulează simultan cu un semnal de televiziune în care apar componente în toată banda care se întinde de la $f_{min} = 0$ la f_{max}, atunci spectrul undei modulate va arăta ca în fig. 1.12. Banda ocupată de întregul semnal va fi de $2f_{max}$.

Forma semnalului modulat va fi cea din fig. 1.13. Se remarcă modulația de tip negativ, respectiv la vîrf de modulație (purtătoare maximă) corespunde semnalul de sincronizare. Avantajul acestei modulații este că suprapunerea eventuală a perturbațiilor sub formă de impulsuri se face în sensul negrului, fapt mai puțin supărător pentru o imagine redată decît dacă perturbația ar fi fost în sensul albului. În figură s-au dat și nivelele corespunzătoare diverselor componente ale semnalului de televiziune. Acest tip de modulație se numește modulație în amplitudine cu ambele benzi laterale și are dezavantajul că necesită o bandă de cel puțin două ori mai mare decît banda ocupată de semnalul de modulație. În televiziune o bandă de 13 MHz, sau chiar mai mare în cadrul altor standarde, reprezintă foarte mult. Din acest motiv s-au căutat unele procedee care să reducă banda. Un procedeu obișnuit în radiocomunicații ar fi cel cu bandă laterală unică (cea superioară sau cea inferioară), cu sau fără suprimarea purtătoarei. În radiotelefonie sau radiotelegrafie acest lucru se poate realiza relativ ușor prin folosirea unui filtru sau a unui modulator echilibrat, deoarece banda de transmis este în cazul telefoniei, de exemplu, de circa 2 kHz, de la 300 Hz la 2 400 Hz. În aceste condiții un filtru poate lucra ușor, deoarece între purtătoare și benzile laterale există această distanță de 300 Hz.

Arhiva digitala SaDAng

În televiziune, însă, unde spectrul s-a arătat că se întinde începînd de la 0 Hz, nu mai rămîne această distanță și practic nu se poate realiza un filtru care la purtătoare să lase să treacă tot, fără atenuare, iar în imediată vecinătate, de exemplu, către banda laterală inferioară să realizeze o atenuare infinită. În plus, această formă a caracteristicii sale de amplitudine ar implica mari neliniarități în caracteristica sa de fază, care ar da distorsiuni importante ale semnalului. O altă dificultate este aceea că filtrul ar trebui să lucreze la putere mare (la purtătoare), deci în condiții foarte grele.

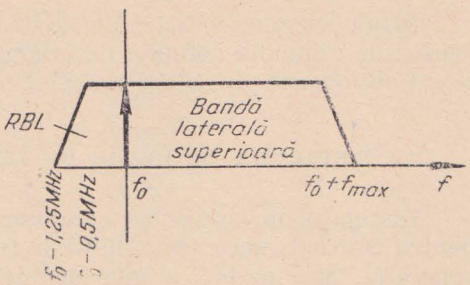


Fig. 1.14. Caracteristica de transmisiune MA cu RBL.

Din acest motiv, în transmisiunile de televiziune de tip obișnuit se folosește procedeul MA, dar cu transmisiunea unei benzi laterale — cea superioară, de exemplu — și a celeilalte parțial reduse. Tipul de transmisiune poartă numele de transmisiune cu rest de bandă laterală (RBL) sau bandă laterală parțial atenuată. Tăierea benzii se face de la frecvențe de circa 1 MHz față de purtătoare. Banda rezultată pentru transmisiune se reduce aproape la jumătate. În aceste condiții și receptorul va avea nevoie de o bandă de trecere mai redusă. Teoretic reducerea benzii s-ar fi putut face și la receptor însă în aceste condiții s-ar fi impus condiții mai grele emițătorului care ar fi trebuit să lucreze cu un filtru cu atenuare progresivă în jurul purtătoarei (deci la putere mare). Această atenuare progresivă se face la elementul prin care transmisiunea nu se face cu RBL, deoarece la acest tip de transmisiune, dacă nu se aranjează o pereche de caracteristici convenabile la emițător și receptor, apar distorsiuni de imagine (v. cap. 2). Prin urmare, emițătorul de imagine transmite MA cu RBL după o caracteristică ca cea din fig. 1.14.

Transmiterea sunetului se face folosind fie MA fie MF (modulația de frecvență). Transmisiunea cu MF asigură pentru aceeași putere a emițătorului un raport semnal/zgomot mai bun[1]) sau, altfel spus, pentru un raport semnal/zgomot dat, și o distanță de transmisie dată, se cere o putere necesară mai mică la emițător. În afară de aceasta, tipul respectiv de modulație conduce la o redare de calitate a sunetului.

Banda necesară a emițătorului și receptorului este de $2{,}5\ \Delta f$, Δf fiind deviația de frecvență. Considerînd semnalele audio de modulație, cu frecvențele cuprinse între 30 Hz și 15 kHz și indicele de modulație β cu $\beta \leqslant 5$ pentru frecvența maximă de modulație, atunci deviația de frecvență este de ± 75 kHz. În general, se lucrează, însă, cu ± 50 kHz.

[1]) În transmisiunile cu MF unda modulată are amplitudine constantă. Perturbațiile suprapunîndu-se, în general, în amplitudine, se pot elimina folosind un limitator în receptor.

Semnalele modulate, MA cu RBL (de imagine) și MF (de sunet), asociate, constituie semnalul complet de televiziune, care se radiază în spațiu și apoi se recepționează de către receptorul de televiziune.

1.6. INSTALAȚIA DE EMISIE DE TELEVIZIUNE

Instalația de emisie se compune, în fapt, din două emițătoare : unul pentru transmisiunea semnalului de televiziune și altul pentru transmisiunea sunetului. Schema-bloc a unei instalații este arătată în fig. 1.15.

Se remarcă lanțul de radiofrecvență format dintr-un oscilator *1*, un multiplicator *2*[1], un amplificator modulat în clasă C, la fiecare emițător *3*, și un lanț de modulație, format din amplificatoare (audio-*8* și video-*10*) și modulatoare pentru fiecare emițător. Evident unul lucrează cu MA (*11*), altul cu MF (*9*), folosind de regulă un tub de reactanță în paralel pe circuitul oscilatorului. După modulare, pe partea de sunet se folosesc multiplicatoarele care lucrează în clasă C și de asemenea se pot utiliza amplificatoare de putere de radiofrecvență (ARF) lucrînd în clasă C (*7*), deoarece unda are amplitudine constantă. Pe partea de imagine, după modulare nu se mai pot utiliza decît amplificatoare de putere de radiofrecvență (ARF) lucrînd în regim liniar (deci în clasă B) *4*; altfel apar distorsiuni importante de semnal, amplitudinea undei modulate fiind cea care transportă informația.

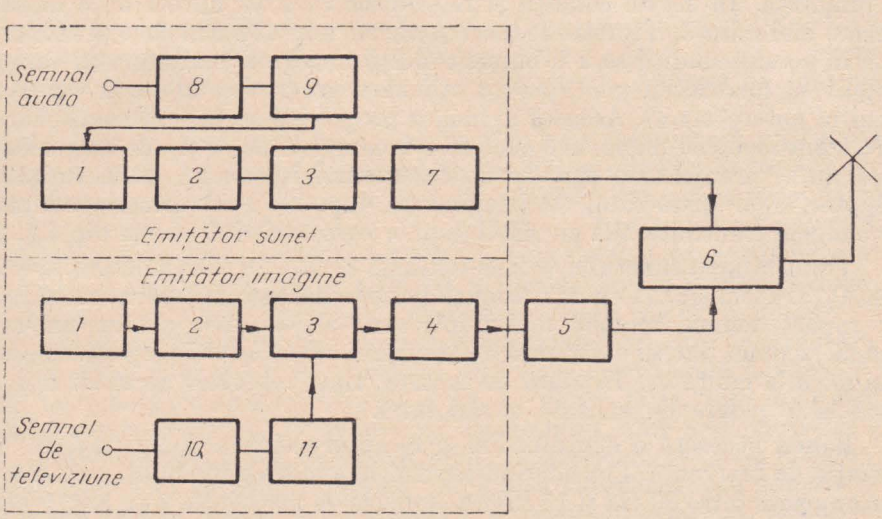


Fig. 1.15. Schema-bloc a emițătorului de televiziune.

[1]) Multiplicatorul este etajul care multiplică frecvența unor semnale de un anumit număr de ori. Factorii de multiplicare obișnuiți sînt 2 sau 3 (dublori sau triplori de frecvență). Cu ajutorul lor, pornind de la o frecvență joasă se poate ajunge prin multiplicare la o frecvență de emisie ridicată

Arhiva digitala SaDAng

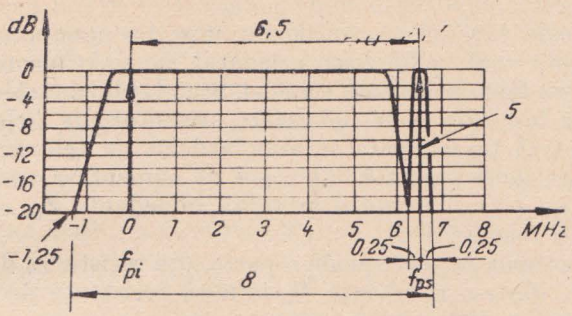


Fig. 1.16. Caracteristica de frecvenţă a canalului de TV pentru standardul O.I.R.T. (s-a luat ca referinţă $f_{pi} = 0$).

La ieşirea emiţătorului se pune un filtru de bandă laterală (FBL) *5*, care să aducă spectrul la tipul cu RBL. Cele două emiţătoare se pun în paralel pe aceeaşi antenă cu ajutorul unui dispozitiv numit diplexer (*6*). Emiţătoarele au frecvenţele oscilatoarelor şi ordinele de multiplicare astfel alese, încît la ieşire să se obţină frecvenţele alocate canalului respectiv, cu o distanţă între frecvenţele purtătoare de imagine şi cele de sunet de 6,5 MHz (pentru norma O.I.R.T.), purtătoarea de sunet fiind amplasată la partea superioară a semnalului de RF de televiziune. O caracteristică de frecvenţă la ieşirea în antenă — respectiv caracteristica canalului de televiziune — este arătată în fig. 1.16.

Puterile celor două emiţătoare imagine/sunet se aleg din cauza tipurilor diferite de modulaţie în raport 2/1—4/1.

1.7. ANTENA DE EMISIE ŞI RADIAŢIA UNDELOR

Conductoarele electrice parcurse de curenţii alternativi radiază în jurul lor unde electromagnetice, care se propagă în spaţiul liber cu viteza luminii. Energia pe care conductorul o primeşte de la generatorul de alimentare este parţial transformată în energia undei radiate, iar parţial este transformată în căldură prin pierderile din conductor. Cînd un asemenea conductor, sau sistem de mai multe conductoare, sînt destinate special producerii undelor electromagnetice, ele se numesc antene de emisie.

Structura cîmpului electromagnetic este relativ complicată în apropierea antenei, dar la distanţe mari această structură se simplifică foarte mult, devenind ceea ce se numeşte o undă plană. Unda plană se caracterizează prin aceea că liniile de forţă ale cîmpurilor electric şi magnetic sînt drepte paralele şi echidistante. Cîmpul electric este perpendicular pe cîmpul magnetic şi ambele, perpendiculare pe direcţia de propagare.

Prin noţiunea de polarizare a unei unde plane definim orientarea ei în spaţiu, luînd ca referinţă direcţia cîmpului electric. Vom numi unde polarizate orizontal acele unde care se propagă astfel încît cîmpul electric este

orizontal. Respectiv, vom numi unde polarizate vertical acele unde la care cîmpul electric este vertical. Antenele formate din conductoare drepte așezate orizontal emit unde polarizate orizontal, iar cele formate din conductoare verticale emit unde polarizate vertical. Standardul de televiziune O.I.R.T. adoptat și la noi folosește unde polarizate orizontal; de altfel, aceeași polarizare este adoptată în majoritatea standardelor de televiziune.

Antena de emisie se prezintă la bornele de alimentare, unde este conectat generatorul, ca un circuit avînd o anumită impedanță Z_a, compusă dintr-o rezistență R_a și o reactantă X_a.

Rezistența antenei rezultă, pe de o parte, din rezistența de pierderi R_p și, pe de altă parte, dintr-o rezistență R_Σ numită rezistență de radiație și care corespunde puterii radiate de antenă :

$$R_a = R_p + R_\Sigma .$$

Notînd cu I_A curentul din antena la bornele de alimentare, se poate scrie relația :

$$P = R_p I_A^2 + R_\Sigma I_A^2, \tag{1.6}$$

P fiind puterea dată de generator antenei, $P_p = R_p I_A^2$ — puterea pierdută în rezistența conductoarelor și $P_\Sigma = R_\Sigma I_A^2$ — puterea radiată. Raportul $\frac{P_\Sigma}{P}$ definește randamentul antenei.

Se poate demonstra că o antenă care ar radia uniform în toate direcțiile — antenă izotropă — ar produce în spațiul liber și la distanță D un cîmp electromagnetic a cărui intensitate E, în volți/metru, este dată de relația :

$$E = \frac{\sqrt{30 P_\Sigma}}{D}, \tag{1.7}$$

în care P_Σ este puterea radiată de antenă, în wați, iar D — distanța, în metri.

Antenele de emisie reale nu radiază însă uniform în toate direcțiile, ci concentrează o mai mare parte din radiație pe o anumită direcție. Această proprietate se numește directivitate. Rezultatul practic al directivității antenelor de emisie constă în aceea că o antenă directivă necesită o putere mai mică decît o antenă izotropă pentru a realiza la aceeași distanță un cîmp cu aceeași intensitate. De aici rezultă noțiunea de cîștig al antenei : raportul dintre puterea radiată de o antenă izotropă și puterea radiată de antena directivă pentru a produce la aceeași distanță același cîmp.

Folosind noțiunea de cîștig, este simplu de arătat că intensitatea cîmpului, produs la o distanță D, de o antenă directivă cu cîștig G, care radiază puterea P_Σ, este :

$$E = \frac{\sqrt{30 G P_\Sigma}}{D}, \tag{1.8}$$

deoarece cîștigul G echivalează cu mărirea de G ori a puterii radiate.

Arhiva digitala SaDAng

În practică nu se folosește drept termen de comparație pentru definirea cîștigului antena izotropă, deoarece o asemenea antenă nu există. Cîștigul se referă la o antenă simplă ale cărei proprietății sînt bine cunoscute : antena dipol simplu în $\frac{\lambda}{2}$. Această antenă este antena de bază în televiziune și va fi descrisă în detaliu în cap. 3. Teoretic, se demonstrează că un dipol în $\frac{\lambda}{2}$ are față de antena izotropă un cîștig egal cu 1,64. Așadar, dacă o antenă are cîștigul G față de antena izotropă, ea va avea în același timp cîștigul $\frac{G}{1{,}64}$ față de dipolul în $\frac{\lambda}{2}$. Pentru ca relația (1.8) să se poată aplica în cazul cînd G este socotit față de dipolul în $\frac{\lambda}{2}$ este suficient să înmulțim sub radical cu 1,64. Făcînd calculele numerice se găsește :

$$E = 7\,\frac{\sqrt{GP_{\Sigma}}}{D}. \qquad (1.9)$$

Cîștigul G fiind un raport, se exprimă deseori în decibeli. Calculul se face ca și pentru rapoartele de puteri. Pentru a se evita orice confuzie, cîștigul în decibeli se va nota cu simbolul G_{dB} au cu g.

Noțiunea de cîștig este legată de o anumită direcție de radiație, deoarece prin definiție o antenă directivă este o antenă care nu radiază egal cu toate direcțiile. O antenă dată, are pe fiecare direcție alt cîștig. În general, însă, atunci cînd se vorbește despre cîștigul unei antene, fără a se face o altă precizare, se va înțelege totdeauna cîștigul maxim, pe direcția cea mai favorizată. În acest sens se înțelege și cîștigul de 1,64 al dipolului în $\frac{\lambda}{2}$.

În sfîrșit, mai trebuie precizat că în literatura de specialitate se întîlnește și o altă definiție a cîștigului, și anume cîștigul în intensitatea cîmpului. Potrivit acestei definiții, cîștigul unei antene este raportul dintre intensitatea cîmpului dată de antena respectivă și intensitatea cîmpului dată de un dipol în $\frac{\lambda}{2}$, la aceeași distanță și la aceeași putere radiată (dipolul în $\frac{\lambda}{2}$, pe direcția de maximă radiație). Prin comparație, cîștigul definit anterior se poate numi cîștigul în putere. Deoarece intensitatea cîmpului este proporțională cu rădăcina pătrată din puterea radiată, cîștigul în intensitatea cîmpului este egal cu rădăcina pătrată din cîștigul în putere. La exprimarea în decibeli a cîștigului, în intensitatea cîmpului, calculul se va face ca pentru rapoartele de tensiuni.

De exemplu, o antenă cu cîștigul în putere egal cu 2 are un cîștig în decibeli egal cu 3 dB. Aceeași antenă are cîștigul $\sqrt{2} = 1{,}41$ în intensitatea cîmpului, iar în decibeli, evident, tot 3 dB.

Proprietățile de directivitate ale antenelor de emisie mai pot fi concretizate și prin ceea ce se numește diagrama de directivitate. Diagrama de direc-

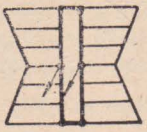


Fig. 1.17. Antenă de emisie de televiziune.

tivitate este o diagramă polară care dă intensitatea relativă a cîmpului radiat în funcție de direcție și într-un anumit plan. De obicei, se dau diagramele în plan orizontal și în plan vertical.

În emisia programelor de televiziune se folosesc antene care să radieze, în general, omnidirecțional în plan orizontal și numai în situații speciale după direcții privilegiate (cazul în care emițătorul ar fi lîngă graniță și trebuie să radieze în interiorul țării). În plan vertical ele trebuie să fie cît mai directive, adică să concentreze energia radiată la suprafața solului. În acest fel puterea aparent radiată (cea care creează cîmpul la locul de recepție) este mult mai mare decît puterea dată de emițător.

O antenă care realizează acest lucru este antena de tip turnichet (fluture), cu panourile montate perpendicular și cu alimentarea celor două panouri perpendiculare cu un defazaj de 90° (fig. 1.17). Dacă se pun mai multe etaje pe verticală, alimentate prin linii de lungime $\frac{\lambda}{2}$, se obține o caracteristică de directivitate îngustă în plan vertical.

Din cauza dispunerii geometrice și a modului de alimentare rezultă un cîmp învîrtitor dat de relația:

$$E = \frac{60\,I}{d} \cos\,(\omega t - \theta), \tag{1.10}$$

în care: I este curentul în antenă;
d — distanța pînă la locul de recepție;
ω — frecvența unghiulară;
θ — direcția pe care se măsoară cîmpul.

1.8. PROPAGAREA UNDELOR ULTRASCURTE DIN BENZILE DE TELEVIZIUNE

Lungimile de undă corespunzătoare frecvențelor folosite în benzile de televiziune sînt de ordinul metrilor și decimetrilor. Obstacolele care pot interveni în calea propagării acestor unde, cum sînt, de exemplu: clădirile, pomii și însăși curbura pămîntului, sînt, în general, cu mult mai mari decît lungimea de undă. De aceea, condițiile de propagare ale acestor unde pot fi deduse în primă aproximație pe baza legilor simple ale opticii geometrice.

Undele electromagnetice se propagă în linie dreaptă. Ele suferă, ca și lumina, fenomenul de reflexie și refracție la suprafața de separație a corpurilor pe care le întîlnesc. Undele se propagă în interiorul unui corp cu o atenuare cu atît mai mare cu cît corpul respectiv este mai bun conducător. Din acest punct de vedere, pămîntul este în mod practic un corp opac pentru undele electromagnetice.

Să considerăm ca în fig. 1.18 suprafața sferică a pămîntului și într-un punct notat cu E, la o înălțime h_e, antena de emisie. Unda care se propagă

Arhiva digitala SaDAng

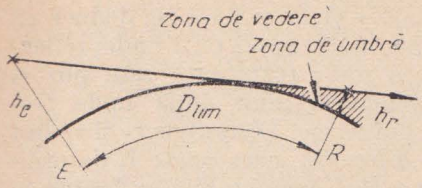


Fig. 1.18. Imaginea undelor deasupra pămîntului sferic.

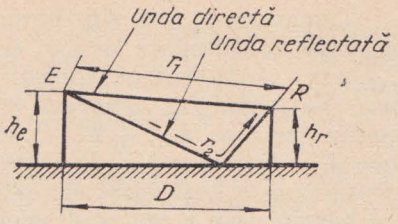


Fig. 1.19. Geometria propagării la distanţe sub orizont.

tangent la suprafaţa solului delimitează o zonă de umbră, la dreapta punctului de tangenţă. Condiţiile de propagare sînt în mod esenţial diferite, după cum antena de recepţie se găseşte în zona de umbră sau în zona luminată.

Distanţa D_{lim} măsurată la suprafaţa solului, pînă la care o antenă de recepţie ajunge la limita zonei de umbră, este evident cu atît mai mare, cu cît înălţimea antenelor de recepţie şi emisie este mai mare. Această distanţă, numită şi limita de vedere, se poate calcula cu relaţia simplă :

$$D_{lim} = 3{,}57 \cdot (\sqrt{h_e} + \sqrt{h_r}), \tag{1.11}$$

în care D_{lim} rezultă în kilometri pentru h_e şi h_r în metri. De exemplu, pentru o antenă de emisie aşezată la 150 m înălţime, D_{lim} este egal cu 65 km, dacă $h_r = 10$ m, şi 70 km, dacă $h_r = 20$ m.

Să analizăm întîi condiţiile de propagare pentru distanţe mult mai mici decît D_{lim}. Elementele geometrice care intervin în această situaţie sînt arătate în fig. 1.19, unde pentru simplificare s-a neglijat curbura pămîntului.

Semnalul radiat de antena de emisie ajunge la antena de recepţie pe două căi, şi anume : o dată în linie dreaptă de la E la R (unda directă) şi o dată prin reflexie de la pămînt (unda reflectată).

Unda directă se poate calcula cu relaţia (1.9) din cap. 1.7, în care distanţa de parcurs este egală cu r_1:

$$E_{dir} = \frac{7\sqrt{P_\Sigma G}}{r_1}. \tag{1.12}$$

Unda reflectată se poate calcula cu aceeaşi relaţie, dar socotind distanţa de parcurs r_2 şi ţinînd seamă de existenţa unui anumit coeficient de reflexie la suprafaţa solului. Deoarece pămîntul este pentru aceste unde un conductor foarte bun, se poate considera coeficientul de reflexie egal cu 1 şi deci :

$$E_{ref} = \frac{7\sqrt{P_\Sigma G}}{r_2}. \tag{1.13}$$

Distanțele r_1 și r_2 sînt aproape egale între ele[1] și egale cu D — distanța măsurată la suprafața solului, și deci din relațiile (1.12 și 1.13) se deduce că $E_{dir} \approx E_{ref}$. Amplitudinea unei directe este aproximativ egală cu a undei reflectate. Nu trebuie să deducem însă de aici că unda rezultantă este pur și simplu egală cu $E_{dir} + E_{ref}$, deoarece la însumarea celor două unde trebuie să se țină seamă și de diferența de fază dintre ele. Distanțele r_1 și r_2 sînt aproape egale, însă între ele există totuși o diferență, care poate fi de ordinul metrilor sau a zecilor de metri, și, în orice caz, comparabilă cu lungimea de undă. Dacă $r_1 - r_2 = \frac{\lambda}{2}$, atunci cele două unde ajung la 180° diferență de fază și unda rezultantă va fi egală cu $E_{dir} - E_{ref}$, ceea ce înseamnă că va avea o valoare foarte mică, deoarece $E_{dir} \approx E_{ref}$. În schimb, dacă $r_1 - r_2 = \lambda$, cele două unde ajung în fază și unda rezultantă este egală cu $E_{dir} + E_{ref} \approx 2\, E_{dir}$. Pentru cazul general, cîmpul rezultant este dat de relația :

$$E_{rezultat} = 2\frac{7\sqrt{P_\Sigma G}}{D} \sin 2\pi\left(\frac{r_2 - r_1}{\lambda}\right). \tag{1.14}$$

sau, exprimînd diferența distanțelor r_2 și r_1 în funcție de D, h_e și h_r :

$$E_{rezult} = 14\frac{\sqrt{P_\Sigma G}}{D} \sin 2\pi\frac{h_e h_r}{\lambda D}. \tag{1.15}$$

De aici rezultă o consecință foarte importantă de ordin practic. La instalarea unei antene este posibil să nimerim o astfel de situație, încît cîmpul rezultant să fie foarte slab. Deplasînd însă antena înainte, înapoi, sus sau jos, chiar cu distanțe mici putem schimba considerabil raporturile de fază între cele două unde și să obținem un semnal puternic.

În foarte multe cazuri practice, ca de exemplu în orașe, suprafața pămîntului nu poate fi socotită plană. Reflexia care se produce are un caracter difuz. În acest caz unda reflectată este mult mai mică decît unda directă și ca urmare unda rezultantă este mai constantă și aproximativ egală cu unda directă. În schimb, însă, pot apărea unde reflectate din direcții neșteptate, de exemplu, de la o clădire mare, de la suprafață de teren foarte abrupt etc. În aceste cazuri relația (1.15) nu mai este valabilă, însă fenomenul de compunere a undelor directe și reflectate rămîn evident mai departe valabil.

Este interesant să remarcăm că la distanțe mai mari, spre limita de vedere, $\sin 2\pi\frac{h_e h_r}{\lambda D} \approx 2\pi\frac{h_e h_r}{\lambda D}$ și deci :

$$E_{rezult} = \frac{28\pi\sqrt{P_\Sigma G\, h_e h_r}}{\lambda D^2}. \tag{1.16}$$

[1] Fig. 1.19 este foarte deformată, în sensul că distanța D este de ordinul kilometrilor, iar înălțimile h_e și h_r, de ordinul metrilor sau a zecilor de metri. În aceste condiții $r_1 \approx r_2 \approx D$.

Arhiva digitala SaDAng

Relația arată că intensitatea cîmpului scade invers proporțional cu pătratul distanței D, adică mult mai rapid decît în spațiu liber. Pe de altă parte, aceeași relație arată că intensitatea cîmpului este direct proporțională cu înălțimea antenei de recepție. În consecință, pentru a obține un semnal puternic, este necesar să ridicăm antena cît mai sus.

În ceea ce privește propagarea în zona de umbră, trebuie spus de la început că nu există o zonă de umbră totală demarcată rigid, ca în fig. 1.18. O serie întreagă de factori fac ca undele să se propage și în zona de umbră, dar cu o atenuare din ce în ce mai mare, pe măsură ce distanța crește.

Un prim factor îl constituie refracția undelor datorită vaporilor de apă din atmosferă. Atmosfera nu este omogenă, datorită concentrației diferite a vaporilor de apă. La trecerea dintr-o zonă cu densitate mai mare de vapori de apă într-o zonă cu densitatea mai mică, traiectoria undei se modifică. Rezultatul este că la stratificarea obișnuită a atmosferei traiectoria undelor devine curbă, cu curbura în jos, ca în fig. 1.20. Astfel, limita de vizibilitate este mai mare decît aceea dată de relația (1.11), și anume :

$$D_{lim} = 4{,}12\,(\sqrt{h_e} + \sqrt{h_r}). \qquad (1.17)$$

Un alt factor important îl constituie difracția undelor în jurul suprafeței sferice a pămîntului.

Cu titlu de exemplu, în fig. 1.21 se arată cum variază intensitatea cîmpului cu distanța, pentru un sol cu proprietăți medii, presupus uniform. La distanțe mici intensitatea cîmpului trece prin maxime și minime, dar ca valoare medie scade treptat. La aceste distanțe cîmpul variază după o lege de tipul (1.14). La distanțe mai mari, care se apropie de limita de vizibilitate, cîmpul scade continuu, dar mai repede, după o lege de tipul (1.16) (variația invers proporțională cu pătratul distanței). În zona de umbră scăderea este încă și mai rapidă.

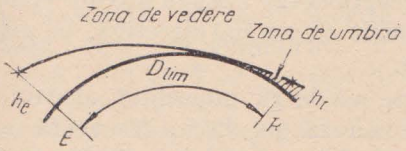


Fig. 1 20. Traiectoria undelor, dacă se ține seamă de refracția troposferică.

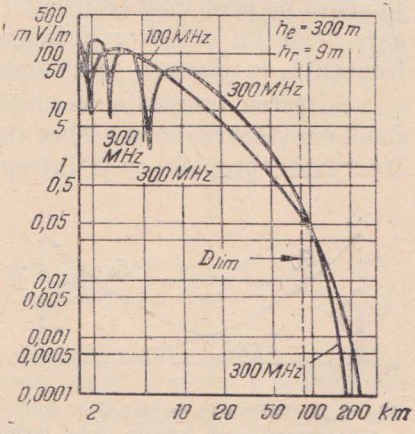


Fig. 1.21. Variația intensității cîmpului cu distanța.

Condițiile de propagare examinate mai sus pot fi socotite obișnuite sau normale. Există însă și condiții excepționale, datorită cărora se produc cîmpuri de mare intensitate la distanțe foarte mari.

Una dintre acestea o constituie reflexia din ionosferă. În mod obișnuit, undele a căror lungime de undă este sub 10 m nu mai sînt reflectate de ionosferă. Uneori, însă, apar straturi sporadice foarte puternic ionizate și la înălțimi relativ reduse, care pot produce reflexia undelor din primul sau al doilea canal de televiziune. Pe această cale se obțin recepții pînă la distanțe de sute de kilometri, însă de scurtă durată, de ore sau chiar minute.

Un alt fenomen care mai trebuie menționat se datorește unor condiții excepționale de refracție în imediata vecinătate a solului. Curbarea traiectoriei undelor poate fi mult mai mare, astfel încît să mărească considerabil cîmpul în zona de umbră.

1.9. ACOPERIREA TERITORIULUI

Un teritoriu național, ținînd seamă de particularitățile descrise ale propagării undelor, va trebui acoperit cu o serie de emițătoare pentru a se putea recepționa oriunde programe de televiziune. Nu este suficient să se țină seamă numai de orizontul radioelectric al unui emițător pentru a-i determina zona de serviciu cu o rază de 50—60 km, în general, ci și de configurația terenului, care poate reduce simțitor această distanță. Astfel, prin amplasarea unor emițătoare care, deși în plan își îmbrățișează zonele de serviciu, în realitate pot rămîne în depresiuni, sau după creste muntoase zone neacoperite. Chiar dacă se amplasează emițătoarele pe înălțimi (din acest punct de vedere relieful țării noastre prin coroana carpatică ne avantajează) și după anumite direcții zona de vizibilitate directă se mărește, rămîn zone de umbră în depresiuni. Pentru acoperirea lor se instalează mici emițătoare locale, care funcționează pe principiul translației. Acestea recepționează undeva într-un punct care vede un emițător principal și retransmit cu antenă directivă, pe altă frecvență, în general, către zona interesată.

Alegerea frecvențelor emițătoarelor este un lucru important, deoarece două emițătoare de pe același teritoriu dacă lucrează pe aceeași frecvență sau frecvențe apropiate și-și întrepătrund zonele de serviciu dau neplăceri la recepție (fig. 1.22).

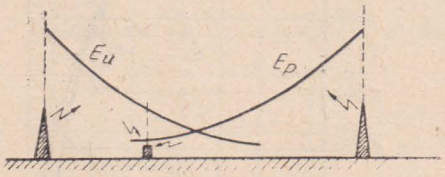


Fig. 1.22. Influența reciprocă a două emițătoare care emit într-un canal comun.

Din tabelul 1.4, care reprezintă stațiile de emisie principale, de putere mare, din țara noastră, se pot verifica ușor cele explicate mai înainte. În momentul de față, cu aceste stații și cu 21 de translatoare de mică putere este acoperit 40% din teritoriu. Prin instalarea emițătoarelor de mare putere

Arhiva digitala SaDAng

pentru regiunile Ploiești-București, Suceava, Oltenia și Maramureș, ca și a circa 100 de translatoare, în 1970, 90% din populația țării va beneficia de programele de televiziune.

Asigurarea cu program a emițătoarelor de la studiourile de televiziune se face prin linii de radiorelee ce lucrează cu MF, în unde centimetrice. În general, aceleași linii asigură și legăturile cu străinătatea, cu sistemele Interviziune și Euroviziune, prin care se pot face schimburi internaționale de programe.

1.10. INSTALAȚII DE RECEPȚIE DE TELEVIZIUNE

Instalația de recepție se compune din antena de recepție, fiderul și receptorul de televiziune. Întrucît toate acestea sînt tratate foarte extins în cuprinsul lucrării, ne vom opri numai la cîteva generalități.

Există mai multe posibilități de a clasifica diversele scheme posibile ale receptoarelor de televiziune și multe criterii care ar putea fi luate în considerație la întocmirea acestor clasificări. Utile sînt numai două clasificări. Prima dintre ele împarte receptoarele de televiziune în două tipuri:

— cu amplificare directă;

— cu schimbarea frecvenței.

Această clasificare este identică cu aceea care se face la receptoarele de radiodifuziune și conduce la cele două scheme arătate în fig. 1.23 și 1.24.

În fig. 1.23 se dă schema-bloc a receptorului cu amplificare directă. Ea se caracterizează prin aceea că semnalul colectat de antena *1* este amplificat direct în cîteva etaje (*2*), după care este detectat în *3* și aplicat tubului cinescop *5*, după o amplificare prealabilă într-un amplificator video *4*. În fig. 1.24 este arătată schema-bloc a televizorului cu schimbare de frecvență: semnalul cules de antena *1* este amplificat într-un etaj amplificator de înaltă frecvență *2*, apoi este introdus într-un etaj schimbător de frecvență *3*, în care mai sosește o oscilație de la un oscilator local *4*. Ca rezultat al fenomenului de bătăi între cele două osciații se produce o oscilație de frecvență intermediară, care este amplificată în amplificatorul *5*, de unde urmează același traseu ca în fig. 1.23: detectorul *6*, amplificatorul video *7* și tubul cinescop *8*.

Trebuie precizat că receptorul de televiziune nu se reduce doar la etajele arătate în fig. 1.23 și 1.24. În aceste scheme s-au arătat doar etajele care diferă de la un tip la altul. Dacă în cele două scheme am înlocui amplificatorul video cu un amplificator audio, iar tubul cinescop cu un difuzor, am obține cele două scheme de bază ale receptoarelor de radiodifuziune, care nu mai necesită nici un comentariu.

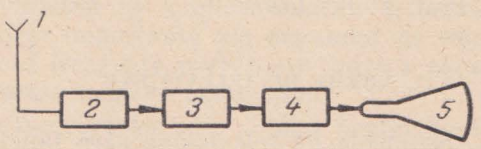


Fig. 1.23. Schemă-bloc de televizor cu amplificare directă (partea de semnal de televiziune): *1* — antenă; *2* — amplificator de înaltă frecvență; *3* — detector; *4* — amplificator video; *5* — cinescop.

În practica televiziunii — ca de altfel și a radiodifuziunii și pentru

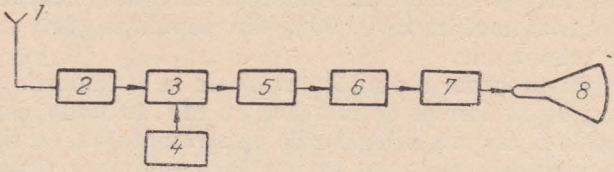


Fig. 1.24. Schemă-bloc de televizor cu schimbarea frecvenței (partea de semnal de televiziune):

1 — antenă; *2* — amplificator de înaltă frecvență; *3* — schimbător de frecvență; *4* — oscilator local; *5* — amplificator de frecvență intermediară; *6* — detector; *7* — amplificator video; *8* — cinescop.

aceleași avantaje — se folosește aproape exclusiv receptorul cu schimbarea frecvenței și de aceea în continuare nu ne vom ocupa decît de acest tip de schemă.

O a doua clasificare se face în funcție de modul cum are loc recepționarea semnalului audio care însoțește programul video. Din acest punct de vedere receptoarele de televiziune pot fi de două tipuri:

— receptoare cu căi separate pentru imagine și sunet;

— receptoare cu cale comună pentru imagine și sunet, ambele scheme putînd fi în varianta cu amplificare directă sau în varianta cu schimbarea frecvenței.

În orice caz menționăm, că, deși inițial schema cu cale comună a apărut din motive economice, avînd amplificator de frecvență intermediară comun pentru semnalul de televiziune și cel de sunet, astăzi cu o serie de perfecționări se folosește în exclusivitate.

Receptoarele se mai pot împărți în staționare și portabile sau, din alt punct de vedere, în receptoare normale și receptoare pentru proiecție pe ecran mare. Acestea, la rîndul lor, pot mări imaginea folosind un cinescop obișnuit și un sistem optic (sistemul Schmidt). Cinescopul folosit cere o răcire specială cu aer forțat sau uneori cu apă, din cauza strălucirii mari de pe ecran, necesară pentru o strălucire acceptabilă pe ecranul de proiecție. Altele pot mări imaginea pînă la suprafețe de 60—80 m^2, obținînd o strălucire suficientă pe această suprafață mare, nu pe seama strălucirii unui ecran de cinescop, ci pe seama unei surse aparte de lumină, modulată în intensitate (o lampă cu xenon și un proiector de tip Eidophor realizat în 1943 în Elveția de Prof. F. Fischer).

1.11. NORME DE TELEVIZIUNE

Sistemele de televiziune care funcționează în diverse țări nu au fost realizate în conformitate cu aceleași norme și în prezent există o mare varietate de norme sau standarde de televiziune. S-a mers pînă acolo încît chiar în aceeași țară, ca, de exemplu, în Franța sau în Belgia, să fie în vigoare concomitent mai multe standarde diferite. În acest fel, receptoarele construite

Arhiva digitala SaDAng

pentru un standard nu pot recepționa emisiunile care se fac după alt standard, decît dacă sînt special prevăzute cu un sistem foarte complicat de comutare.

Date privitoare la principalele standarde de televiziune sînt arătate în tabelul 1.1. În prima coloană este trecut standardul cu indicarea, în paran-

Tabelul 1.1

Caracteristicile principale ale standardelor de televiziune

Standard	Nr. de linii	Frecvența cadrelor	Modulație video	Modulație sunet	f_{min} a canalului MHz	f_{max} a canalului MHz	$f_{purt.}$ sunet MHz	Banda totală MHz
A (O.I.R.T.)	625	25	—	MF	f_0— 1,25	f_0+ 6,75	f_0+ 6,5	8
B (Europa Centrală)	625	25	—	MF	f_0— 1,25	f_0+ 5,75	f_0+ 5,5	7
C (Italia)	625	25	—	MF	f_0— 1,25	f_0+ 5,75	f_0+ 5,5	7
D impar (Franța) par	819	25	+	MA	f_0— 1,75 f_0—11,40	f_0+11,40 f_0+ 1,75	f_0+11,15 f_0—11,15	13,15 13,15
8 A					f_0—11,25	f_0+ 2,75	f_0—11,15	14
E (Anglia)	405	25	+	MA	f_0— 3,75	f_0+ 1,25	f_0— 3,5	5
F (S.U.A.)	525	30	—	MF	f_0— 1,25	f_0+ 4,75	f_0+ 4,5	6
G (Japonia)	525	30	—	MF	f_0— 1,25	f_0+ 4,75	f_0+ 4,5	6

teză, a principalei țări unde se folosește; în a doua coloană, numărul de linii din care este constituită imaginea; în a treia coloană, frecvența cadrelor; în a patra coloană, sistemul de modulație video : cu plus (+) sistemele de modulație pozitivă și cu minus (—) sistemele de modulație negativă; în a cincea coloană, sistemul de modulație al sunetului : cu MF în cazul modulației de frecvență și cu MA în cazul modulației de amplitudine. În coloanele următoare sînt trecute toate frecvențele importante ale canalului de televiziune. La toate coloanele f_0 reprezintă frecvența purtătoare video a canalului respectiv, dată separat pentru fiecare canal în tabelul 1.3.

La toate standardele organizarea frecvențelor este aceeași pentru toate canalele. Face excepție standardul francez de 819 linii la care diferă canalele pare de cele impare, precum și canalul 8 A. Caracteristic este faptul că la acest standard, pentru canalele pare, se transmite banda laterală superioară, iar pentru canalele impare, banda laterală inferioară.

În toate celelalte standarde, pe toate canalele se transmite banda laterală superioară, cu excepția standardului englez, unde se transmite pe toate canalele banda laterală inferioară.

Repartiția geografică a principalelor standarde este arătată în tabelul 1.2 iar în tabelul 1.3 se dau frecvențele purtătoare video ale canalelor de tele-

Tabelul 1.2.

Repartiția geografică a principalelor standarde

Standard	Repartiția geografică		Derogări
A (O.I.R.T.)	Europa :	U.R.S.S., R.P. Bulgaria, R.S. Cehoslovacă, R.P. Polonă, R. S. România, R. P. Ungară	
	Asia :	U.R.S.S., R. P. Chineză	
B (Europa Centrală)	Europa :	Austria, Belgia, Cipru, Elveția, Finlanda, R. D. Germană, R. F. a Germaniei, Gibraltar, R. S. F. Jugoslavia, Norvegia, Olanda, Portugalia, Suedia, Spania	Jauerling (f_0 = 49,75) Kahlenberg 2(f_0 = 520,25) Belgia Flamand (video+audio AM) Belgia francez (video+) Luxemburg (819 linii, video+audio AM) Melbourne și Sydney (f_0 = 63)
	Asia :	India, Irak, Liban, Turcia	
	Australia :	Australia, Noua Zeelandă	
C (Italia)	Europa :	Italia, Sicilia, Sardinia, Pantelleria	
D (Franța)	Europa :	Franța, Corsica, Monaco	
	Africa :	Algeria	
E (Anglia)	Europa :	Anglia, Irlanda de Nord	
F (S.U.A.)	America de Nord :	Alaska, Canada, S.U.A.	
	America Centrală :	Bermude, Cuba, R. Dominicană, Guatemala, Mexic, Nicaragua, Panama, Porto-Rico, Salvador, Insulele Fecioare	
	America de Sud :	Argentina, Brazilia, Columbia, Peru, Uruguai, Venezuela	
	Asia :	Arabia Saudită, Coreea de Sud, Iran, Kuveit, Thailanda	
	Africa :	Libia	
	Oceania :	Hawai, Filipine	
G (Japonia)	Asia :	Japonia	

Arhiva digitala SaDAng

Tabelul 1.3

Frecvențele purtătoare video ale canalelor de televiziune (f_0 în MHz), repartizate pe benzile de televiziune

	Standardul													
	A (O.I.R.T.)		B (Europa Centrală)		C (Italia)		D (Franța)		E (Anglia)		F (S.U.A)		G (Japonia)	
	Canalul	Frecvența	Canalul	Frecvența	Canalul	Frecvența	Canalul	Frecvența	Canalul	Frecvența	Canalul	Frecvența	Canalul	Frecvența
I	0	41,75	1	41,25	1	53,75	1	43	1	44,75				
	1	49,75	2	48,25	2	62,25	2	52,45	2	51,75	2	55,25		
	2	59,25	3	55,25			3	56,15	3	56,75	3	61,25		
			4	62,25			4	65,55	4	61,75	4	67,25		
									5	66,75				
II	3	77,25			3	82,25					5	77,25	1	91,25
	4	85,25									6	83,25	2	97,25
	5	93,25											3	103,25
III	6	175,25	5	175,25	4	175,25	5	164	6	176,75	7	175,25	4	171,25
	7	183,25	6	182,25	5	183,75	6	173,4	7	184,76	8	181,25	5	177,25
	8	191,25	7	189,25	6	192,25	7	177,15	8	189,75	9	187,25	6	183,25
	9	199,25	8	196,25	7	201,25	8	185,55	9	194,75	10	193,25	7	193,25
	10	207,25	9	203,25	8	210,25	8A	185,25	10	199,75	11	199,25	8	199,25
	11	215,25	10	210,25	9	219,25	9	190,20	11	204,75	12	205,25	9	205,25
	12	223,25	11	217,25			10	199,70	12	209,75	13	211,25	10	211,25
			12	224,25			11	203,45	13	214,75			11	217,25
							12	212,85					12	223,25

Tabelul 1.4

Canale în care emit emițătoarele de televiziune instalate în țara noastră pînă la sfîrșitul anului 1966

Localitatea în care este situat emițătorul	Numărul canalului	Localitatea în care este situat emițătorul	Numărul canalului	Localitatea în care este situat emițătorul	Nr. canalului
București	2	Timișoara	9	Oradea	3
Comănești	1	Cluj	11	Harghita	5
Topologu	10	Iași	9	Hunedoara	12

viziune din benzile *I*, *II* și *III*. În prezent funcționează emițătoare de televiziune și în banda *IV*, dar utilizarea benzii este încă la început. În toate standardele, indicarea canalului se face în ordinea crescătoare a frecvenței, prin cifre începînd de la 1. Face excepție standardul italian, la care indicarea se face prin litere, în ordine alfabetică.

În afară de caracteristicile generale, date cu titlu informativ, în tabelele anterioare pentru toate standardele, este necesar să mai facem cîteva precizări pentru standardul O.I.R.T. folosit la noi și care ne interesează în mod deosebit.

În fig. 1.16 se arată caracteristica de frecvență corespunzătoare semnalului transmis de către emițător. Pe scara frecvențelor s-a luat drept punct de referință zero frecvența purtătoare video. Frecvențele care apar negative pe această scară trebuie socotite ca fiind frecvențe mai mici decît frecvența purtătoare video. Frecvența purtătoare sunet este plasată la o distanță de 6,5 MHz, fiind totdeauna mai mare decît frecvența purtătoare video. Semnalul video, socotit pînă la nivelul de — 20 dB, se întinde între — 1,25 MHz și 6,25 MHz. Semnalul audio — socotit pînă la același nivel de atenuare — se plasează la 0,25 MHz în jurul frecvenței purtătoare. În aceste condiții a fost socotită banda totală de frecvențe ocupată de un canal și indicată în ultima coloană a tabelului 1.1 (MHz).

În tabelul 1.4 se dau emițătoarele de televiziune, de putere mare din țara noastră.

Arhiva digitala SaDAng

CAPITOLUL 2

PROBLEME GENERALE ALE RECEPTORULUI DE TELEVIZIUNE

2.1. TIPURI DE RECEPTOARE DE TELEVIZIUNE

În cap. 1 s-a arătat că receptoarele de televiziune pot utiliza pentru recepție amplificarea directă sau schimbarea de frecvență, după fiecare dintre acestea urmînd extragerea informației de videofrecvență de pe semnalul purtător, printr-o detecție. În perioada în care televiziunea nu era atît de răspîndită — deci atunci cînd se punea problema recepționării unui singur program de televiziune, transmis pe un singur canal, într-un oraș al unei țări sau într-o mică regiune — receptorul cu amplificare directă a fost oarecum răspîndit. Extinderea televiziunii a condus însă la folosirea exclusivă a receptoarelor în care se face o schimbare de frecvență, numite ca și în cazul recepției programelor de radiodifuziune, receptoare de tip superheterodină.

Pentru folosirea pe mai multe canale — deci pentru a se putea acorda receptorul pe mai multe frecvențe de emisie — la tipurile cu amplificare directă ar fi trebuit să se schimbe acordul tuturor etajelor de amplificare de radiofrecvență între intrarea receptorului și etajul detector. Acest lucru era dificil pentru că implica multe elemente reglabile (în 5—6 etaje de exemplu, condensatoare variabile) care erau costisitoare și voluminoase și aduceau în plus complicații de ordin mecanic. Complicațiile erau cu atît mai mari, cu cît trebuia asigurată și posibilitatea de monoreglaj (acordul, deci reglajul tuturor elementelor dintr-un singur buton). Dacă se mai punea problema eliminării eventualelor posturi de emisie alăturate, prin circuite adecvate, care ar fi trebuit să fie și ele acordabile, este ușor de înțeles înlăturarea acestui procedeu de a amplifica direct, la receptoarele destinate recepțiilor de tip comercial (televiziunea pentru marele public).

Toate problemele enumerate se elimină sau sînt ușor soluționabile în cazul folosirii schimbării de frecvență. În acest caz, semnalul complet de televiziune captat de antenă este amplificat într-un amplificator de înaltă frecvență (AÎF) apoi intră într-un etaj schimbător de frecvență, împreună cu un semnal generat de un oscilator local din receptor, de unde este extras avînd

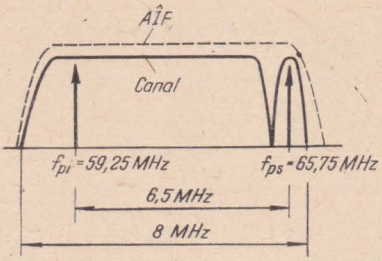


Fig. 2.1. Caracteristica canalului şi amplificatorului de radiofrecvenţă din receptor pentru recepţia canalului 2.

aceeaşi formă, însă schimbat ca frecvenţă. Considerînd, de exemplu, un semnal ca cel de forma din fig. 1.13, emis de un emiţător ce lucrează în canalul *2* (norma O.I.R.T.), caracteristica de frecvenţă a canalului va fi cea din fig. 2.1.

Amplificatorul de înaltă frecvenţă va trebui să aibă o caracteristică de frecvenţă ca cea indicată punctat în aceeaşi figură, adică să acopere aceeaşi bandă de frecvenţă şi să transmită semnalele din această bandă fără nici o preferinţă. În aceste condiţii semnalul complet de televiziune ajunge la etajul schimbător de frecvenţă. Să notăm o componentă a sa cu f_s. Tot în acest etaj se introduce o oscilaţie de înaltă frecvenţă, f_h, în cazul normei noastre mai mare ca frecvenţele purtătoare de imagine şi de sunet (f_{pi}, respectiv f_{ps}). La ieşirea etajului apare tot semnalul complet de televiziune (aceeaşi formă ca în fig. 1.13), dar deplasat înspre frecvenţele radio de valoare mai redusă, deoarece schimbarea de frecvenţă conduce la obţinerea, printre altele, a unui semnal $f_i = f_h - f_s$ (în general, la ieşirea unui schimbător de frecvenţă se obţin semnale avînd frecvenţele $f_h - f_s$; $f_h + f_s$; $f_h - 2f_s$; $f_h + 2f$ şi, în general, $mf_h \pm nf_s$, în care m şi n pot lua toate valorile 1, 2, 3, ...). Evident că, componentele cu amplitudinea cea mai mare sînt cele corespunzătoare lui m şi n de valori egale cu unitatea şi dintre acestea trec mai departe numai cele care au frecvenţele corespunzătoare benzii de trecere a amplificatorului următor (în cazul nostru diferenţa). Acest semnal se numeşte semnal de frecvenţă intermediară (FI), care este situată între domeniul de videofrecvenţă (VF) şi înaltă sau radiofrecvenţă (RF). Schimbarea de frecvenţă conduce şi la inversarea distribuţiei frecvenţelor în interiorul canalului, avînd la bază tot relaţia $f_i = f_h - f_s$ (frecvenţa intermediară de imagine $f_{ii} = f_h - f_{pi}$ şi cea de sunet $f_{is} = f_h - f_{is}$; cum $f_{pi} < f_{ps}$, înseamnă că $f_{ii} > f_{is}$). Cele menţionate sînt arătate în fig. 2.2.

După aceasta urmează o amplificare suplimentară în domeniul de frecvenţă intermediară, extragerea informaţiei video prin detecţie şi pînă la tubul videoreproducător (cinescop), încă o amplificare în domeniul video.

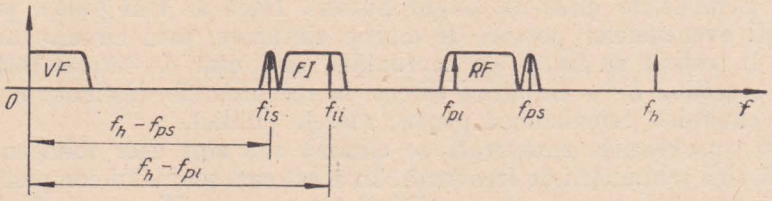


Fig. 2.2. Componentele de frecvenţă video, intermediară şi radio la ieşirea schimbătorului de frecvenţă.

Arhiva digitala SaDAng

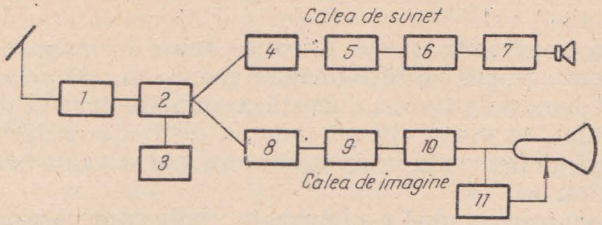


Fig. 2.3. Receptorul de televiziune cu căi separate în frecvența intermediară:
1 — amplificator de RF; *2* — schimbător de frecvență; *3* — oscilator local; *4* — AFI sunet; *5* — limitator; *6* — discriminator; *7* — amplificator de AF; *8* — AFI imagine; *9* — detector; *10* — amplificator VF; *11* — baleiaj.

Așa stînd lucrurile, înseamnă că singurele etaje a căror frecvență trebuie să fie reglabilă sînt cele de amplificare de radiofrecvență și oscilatorul. În acest mod, pe orice canal se face recepția amplificatorul de RF se acordează pe canalul respectiv și oscilatorul local pe frecvența necesară, în așa fel, încît diferența să fie permanent egală cu frecvența intermediară. Amplificatorul de frecvență intermediară (AFI) nu are elemente reglabile pe diverse canale, el lucrînd pe frecvență fixă. Acesta se poate realiza cu o caracteristică bine reglată din fabrică, astfel încît să asigure, cum se va arăta în cele ce urmează, anumite atenuări pentru semnalele cu frecvențele egale cu frecvențele purtătoare de imagine, de sunet și cu cele ale unor canale vecine (numite adiacente). Dacă la ieșirea din schimbătorul de frecvență lucrurile stau astfel, respectiv semnalul complet este nedeformat, mai departe, trecerea lui pînă la detecție se poate face în două moduri : fie prin separarea celor două semnale corespunzătoare informației de imagine și sunet pe două căi distincte de frecvență intermediară, fie prin transmiterea ambelor pe aceeași cale. În primul caz, receptorul poartă numele de receptor cu căi separate de imagine și sunet în frecvența intermediară (fig. 2.3).

Pe calea de sunet se face o amplificare a semnalului pe frecvența purtătoare de sunet translatată în frecvența intermediară *4*, după care se elimină perturbațiile într-un limitator *5*; apoi într-un discriminator *6* se transformă semnalul cu modulație de frecvență într-un semnal cu modulație de amplitudine, se face detecția și amplificarea de audiofrecvență *7* înaintea difuzorului.

Pe calea de imagine lucrurile se prezintă după schimbătorul de frecvență ca într-un receptor cu amplificare directă, numai că semnalul de sunet va dispare datorită unor circuite adecvate.

Acest tip de receptor are un mare avantaj. Se poate elimina semnalul de sunet de pe canalul de imagine încă înaintea detectorului de video *9* și astfel, neavînd simultan cele două semnale de sunet și imagine la intrarea unui element neliniar (detectorul), nu apar la ieșirea acestuia distorsiuni date de componentele apărute la detecție.

Dezavantajul este însă dat de eventualele instabilități ale oscilatorului local. Dacă acesta își schimbă frecvența dintr-un anumit motiv, ca : variația de temperatură, de tensiune de alimentare, îmbătrînire de tub etc. (lucru

frecvent în practică) valorile frecvențelor purtătoare intermediare ale sunetului și imaginii se schimbă și ele. Dacă pe calea de imagine, unde banda este largă, influența asupra calității imaginii redate nu este prea mare, pentru sunet, dat fiind banda de trecere îngustă a amplificatorului de FI sunet și a discriminatorului, se poate ajunge chiar la dispariția redării sunetului în difuzor, din cauză că frecvența intermediară nu mai intră în banda de trecere a amplificatorului.

Receptorul cu cale comună s-a impus, în ciuda unor pătrunderi reciproce nedorite, de sunet pe imagine și invers, care cer oarecari complicații pentru eliminare, tocmai datorită lipsei efectului descris anterior. Într-adevăr, se vede din schema din fig. 2.4, că, atît semnalul de sunet cît și cel de imagine sosesc la detectorul video.

În detector, care este un element neliniar, se petrece pe de o parte demodularea (detecția) semnalului de imagine în baza căreia se recuperează semnalul de VF care a tradus mesajul original, dar mai apare și o acțiune între cele două semnale de imagine și de sunet. Presupunînd pentru simplitate că cele două purtătoare n-ar fi modulate, prin introducerea lor într-un element neliniar apar la ieșire semnale avînd frecvențele sumă, diferență etc. ($f_{ii} + f_{is}$; $f_{ii} - f_{is}$; $f_{ii} + 2f_{is}$,...). Dat fiind că amplificatorul de VF are o bandă de trecere limitată superior la 6,5 MHz, înseamnă că numai componenta avînd frecvența diferență apare la ieșire. Cum în realitate semnalul de FI de sunet este modulat în frecvență, această modulație este preluată de componenta rezultată, care, în cazul normei adoptate la noi în țară, are frecvența de 6,5 MHz (diferența dintre $f_{ii} = 38$ MHz și $f_{is} = 31{,}5$ MHz). Modulația în frecvență reprezintă modulația utilă, care poartă informația relativă la sunet. În afara acesteia, dat fiind că și celălalt semnal prezent în acel loc este modulat în amplitudine cu semnalul video, componenta cu frecvența de 6,5 MHz va avea și o modulație MA care, din punctul de vedere al sunetului, este nedorită. Pentru eliminarea ei se iau măsuri speciale. Oricum, ceea ce interesează este faptul că s-a obținut semnalul cu frecvența de 6,5 MHz cu MF.

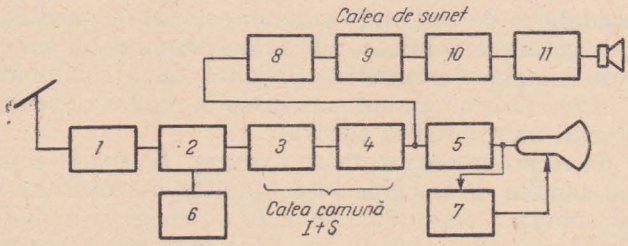


Fig. 2.4. Receptorul de televiziune cu cale comună în frecvență intermediară:

1 — amplificator de RF; *2* — schimbător de frecvență; *3* — AFI; *4* — detector; *5* — amplificator VF; *6* — oscilator local; *7* — baleiaj; *8* — AFI sunet; *9* — limitator; *10* — discriminator; *11* — amplificator AF.

Arhiva digitala SaDAng

Acesta este extras din calea comună, la ieșirea detectorului (sau chiar la ieșirea amplificatorului de video, pentru a-l folosi și pe acesta la amplificarea semnalului de sunet) și condus într-o cale aparte de sunet, cu o schemă similară celei din fig. 2.3.

În acest receptor, chiar dacă variază frecvența oscilatorului local dintr-un motiv oarecare, se schimbă valorile frecvențelor intermediare de sunet și imagine, însă diferența lor rămîne aceeași (6,5 MHz), deoarece schimbarea frecvenței oscilatorului local le afectează pe amîndouă în aceeași măsură. Precizia acestei valori depinde numai de precizia cu care au fost generate aceste frecvențe la emisie și este foarte ridicată. Înseamnă că, în nici un caz semnalul cu frecvență intermediară a sunetului (6,5 MHz) sau, cum se mai numește, semnalul avînd a doua frecvență intermediară (prima fiind cea din calea comună) nu are decît foarte mici abateri față de 6,5 MHz, cît este frecvența de acord a amplificatorului și a discriminatorului. Sunetul nu poate să dispară la variații ale frecvenței oscilatorului local, pot apărea doar distorsiuni și schimbări de ton (v. fig. 2.21), prin plasarea componentelor spectrale ale semnalului de sunet pe porțiuni cu atenuări diferite pe caracteristica amplificatorului de frecvență intermediară.

Pe lîngă acest avantaj esențial, de menținere a audiției sunetului, un alt avantaj este acela că este nevoie de o amplificare mai mică (deci economie de etaje) pe calea de sunet, ca urmare a posibilității de folosire a AVF, care mai amplifică și el semnalul cu frecvența de 6,5 MHz.

În ambele tipuri de receptoare, semnalele de sincronizare se transmit împreună cu semnalul de imagine, prin toată calea de imagine sau cea comună. De la ieșirea amplificatorului de VF ele se culeg și printr-o serie de circuite se conduc să sincronizeze generatoarele, numite generatoare de baleiaj care comandă explorarea din cinescop.

Se vor trata, în continuare, numai receptoarele cu cale comună în frecvență intermediară pentru semnalele de sunet și imagine, întrucît acestea sînt singurele utilizate astăzi în scopurile care fac obiectul lucrării.

2.2. RECEPȚIA SEMNALELOR CORESPUNZĂTOARE IMAGINII

În cap. 1 s-a arătat că, pentru reducerea benzii necesare, în locul emisiunii semnalelor modulate MA cu ambele benzi laterale, și a posibilității comode de utilizare a unui filtru la emițător, se folosește transmisiunea cu rest de bandă laterală (RBL) sau bandă laterală parțial suprimată. În cadrul normei O.I.R.T. se transmite, cum se vede din fig. 1.16 și 2.1, banda laterală superioară (BLS) în întregime și se reduce banda laterală inferioară (BLI). Circuitele receptorului vor trebui să lase să treacă aceste semnale. În aceste condiții frecvența de acord a circuitelor va trebui să coincidă cu centrul benzii, nu cu frecvențele purtătoare de imagine sau sunet. Referirea se face la o frecvență echivalentă a blocului de amplificare, deoarece caracteristicile de amplitudine-frecvență cu deschidere mare (bandă largă) se realizează, în general, în mai multe etaje de amplificare, fiecare avînd circuite care

sînt acordate pe frecvențe diferite. Dacă lucrurile nu s-ar prezenta așa, atunci ar fi nevoie de o bandă de trecere mult mai mare, care practic nu este necesară. De exemplu, dacă considerăm canalul *2* cu cele două frecvențe purtătoare, 59,25 și 65,75 MHz, și amplificatorul de RF s-ar acorda pe 59,25 MHz, cît este purtătoarea de imagine a canalului, ar fi nevoie de o bandă de 13 MHz. Utile sînt însă numai: partea de bandă de 6,5 MHz, care corespunde benzii laterale superioare (65,75—59,25) și unei benzi laterale de sunet, cea de 1,25 MHz, restul de bandă laterală inferioară emisă plus 0,25 MHz, o bandă de sunet; deci, în total 6,5 + 1,25 + 0,25 = 8 MHz. Se realizează atunci amplificatoare cu benzi de trecere 8 MHz, acordîndu-se așa ca frecvența de acord globală, centrală, f_c, să fie de $f_c = \frac{f_{pi} + f_{ps}}{2}$. Acest lucru este valabil atît pentru amplificatorul de RF cît și pentru cel de FI, evident, ca bandă frecvențele centrale diferind.

Dar, în afară de problema alegerii frecvenței centrale, se mai pune problema alegerii alurii caracteristicii, pentru ca la transmisiune cu RBL să nu apară distorsiuni. În fig. 2.5 se observă că la transmisiunea cu ambele benzi laterale semnalul de videofrecvență se reface corect dacă receptorul are caracteristica de amplitudine-frecvență liniară în toată banda de emisie. Reprezentarea s-a făcut alegînd originea axelor la frecvența purtătoare și pentru ordonate s-au luat puterile, care se împart față de cea din domeniul video original, în mod egal în cele două benzi laterale.

Pentru transmisiunea cu RBL nu mai este suficientă numai caracteristica liniară, cu frecvența de acord aleasă în centru (fig. 2.6). În acest caz se vede că, contribuția benzii laterale inferioare, care este transmisă în întregime, conduce la redarea incorectă a domeniului frecvențelor video.

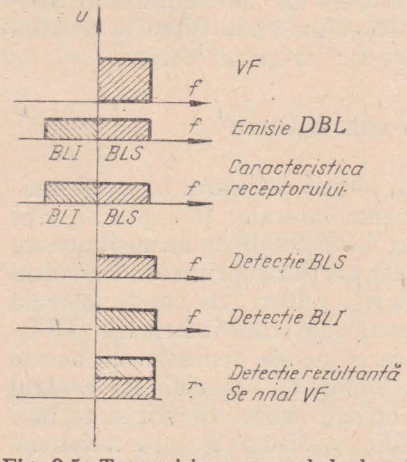


Fig. 2.5. Transmisiune cu ambele benzi laterale (s-a ales fracvența purtătoare în originea axelor).

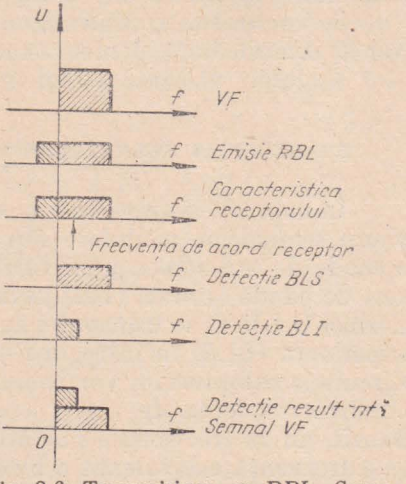


Fig. 2.6. Transmisiune cu RBL. Caracteristica normală a receptorului.

Arhiva digitala SaDAng

componentele de joasă frecvență din spectru sînt favorizate (accentuate) și apar distorsiuni.

Pentru a elimina apariția distorsiunilor la redare se folosește în receptor o caracteristică cu atenuare progresivă (cu variația liniară) în jurul frecvenței purtătoare de imagine. În aceste condiții redarea componentelor semnalului de VF este corectă (fig. 2.7). Așadar, o condiție este ca amplificatorul să aibă la o frecvență egală cu frecvența purtătoare de imagine o atenuare de $\frac{1}{2}=0{,}5$ (respectiv, de—6dB = $= -20 \log 2$). Înclinarea caracteristicii în acea regiune nu trebuie să fie prea mare, pentru a nu pierde ceva din banda laterală inferioară și nici prea mică, pentru a nu rămîne cu neuniformități în spectru. Această pantă a caracteristicii se mai numește flancul lui Nyquist, acesta fiind cercetătorul care, alături de studii de zgomot și stabilitate s-a ocupat și de această problemă.

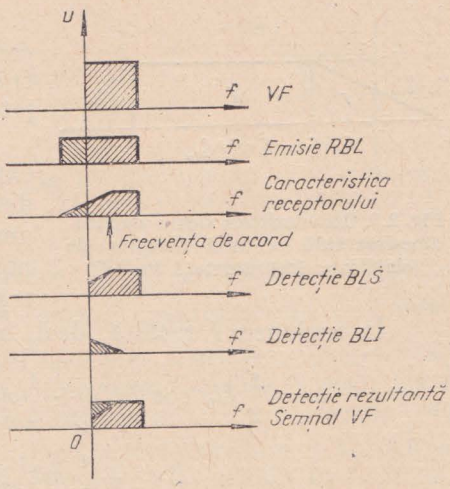


Fig. 2.7. Transmisiune cu RBL. Caracteristica receptorului cu atenuare progresivă în jurul purtătoarei.

Toate cele menționate nu sînt valabile în orice situație. Cum acest lucru nu este vizibil din fig. 2.5, 2.6 și 2.7, sugestive pentru o explicație ușoară, dar care nu cuprind toate aspectele problemei, vom considera reprezentarea analitică a unei unde modulate MA :

$$u = U_0 (1 + m \cos 2\pi f_m t) \cos 2\pi f_0 t \qquad (2.1)$$

și cu punerea în evidență a purtătoarei și produselor de modulație (benzile laterale)

$$u = U_0 \cos 2\pi f_0 t + \frac{1}{2} m U_0 \cos 2\pi (f_0 + f_m) t + \frac{1}{2} m U_0 \cos 2\pi (f_0 - f_m) t. \qquad (2.2)$$

Dacă considerăm caracteristica de atenuare a receptorului avînd alura din fig. 2.8, deosebim două regiuni : *I* și *II*, separate de o frecvență limită f_l.

Pentru frecvența de modulație f_{m_1}, corespunzătoare domeniului *I*, va avea loc o transmisiune cu ambele benzi laterale, printr-un bloc cu caracteristică de amplitudine de forma

$$\left.\begin{aligned} A(f_0 + f_{m_1}) &= (1 - k) \quad A = 1 - k \quad \text{pentru } A = 1 \\ A(f_0 - f_{m_1}) &= kA \qquad\quad = k \qquad\quad \text{pentru } A = 1 \\ A(f_0) \qquad &= \frac{A}{2} \qquad\quad = \frac{1}{2} \qquad\quad \text{pentru } A = 1 \end{aligned}\right\} \qquad (2.3)$$

unde k este un coeficient liniar variabil cu frecvența, cuprins între 0 și 1/2.

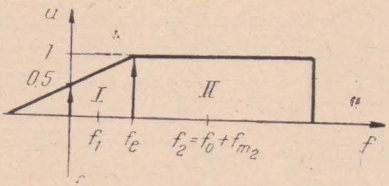


Fig. 2.8. Caracteristica ideală amplitudine-frecvență a unui receptor de televiziune (reprezentată în RF).

Pentru o frecvență de modulație f_{m_2}, corespunzătoare frecvenței $f_2 = f_0 + f_{m_2}$, transmisiunea se face cu o singură bandă laterală.

Semnalul modulat în amplitudine avînd expresia (2.2), trecînd prin etajele dinaintea detectorului care au caracteristicile de amplitudine-frecvență (2.3), va avea componentele sale atenuate în mod diferit, după regiunea în care se situează.

În regiunea *I* rezultă, deci, introducînd relația (2.3) în (2.2):

$$u = \frac{1}{2} U_0 \cos 2\pi f_0 t + \frac{1}{2} m U_0 (1 - k) \cos 2\pi (f_0 + f_{m_1}) t +$$

$$+ \frac{1}{2} m U_0 k \cos 2\pi (f_0 - f_{m_1}) t. \qquad (2.4)$$

Nu s-au luat în considerare, pentru simplitate, toate fazele. Dacă oscilația modulată, care poate fi pusă oricînd sub forma produsului dintre înfășurătoare și semnalul purtător de frecvență înaltă (2.1) este trecută printr-un detector liniar, avînd la ieșire un filtru care elimină toate componentele de frecvență mai mare decît frecvența maximă de modulație, rămîne prin filtrarea purtătoarei doar semnalul modulator:

$$U(t) = (1 + m \cos 2\pi f_m t). \qquad (2.5)$$

Acest lucru este valabil dacă n-ar interveni atenuări și s-ar transmite ambele benzi laterale.

În cazul nostru, determinarea semnalului de VF la ieșirea detectorului revine la obținerea expresiei semnalului modulator din expresia (2.4), respectiv a semnalului dat de expresia (2.5).

Folosind o serie de dezvoltări matematice, anvelopa corespunzătoare expresiei (2.4) se poate pune sub forma:

$$U(t) = U_0 \sqrt{\frac{1}{4} + \frac{m^2}{4}[1 - 2k + 2k^2 + 2k(1-k)\cos 2 \cdot 2\pi f_{m_1} t] + \frac{m}{2} \cos 2\pi f_{m_1} t}. \qquad (2.6)$$

Se observă, că expresia nu mai reprezintă un semnal corect, identic cu cel exprimat de (2.5). În primul rînd, anvelopa, adică semnalul de VF extras prin detecție, este într-o relație neliniară cu frecvența semnalului de modulație, datorită existenței radicalului. Apoi apar și o serie de termeni suplimentari, între care și un semnal care are frecvența dublă față de frecvența de modulație (exprimată de termenul cos $2 \cdot 2\pi f_{m_1} t$). Aceste lucruri vor conduce

Arhiva digitala SaDAng

la distorsiuni la reproducere. Dacă însă gradul de modulație m este mic, se poate neglija termenul al doilea de sub radical și relația (2.6) devine :

$$U(t) = U_0 \sqrt{\frac{1}{4} + \frac{m}{2} \cos 2\pi f_{m_1} t} \approx$$

$$\approx U_0 \cdot \frac{1}{2} [1 + m \cos 2\pi f_{m_1} t], \quad (2.7)$$

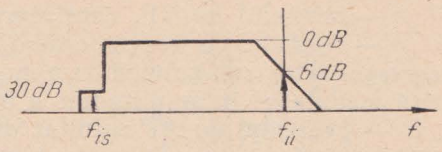


Fig. 2.9. Caracteristica ideală amplitudine-frecvență a unui amplificator de FI.

care reproduce forma (2.5). Deosebirea constă în aceea că apare multiplicată cu factorul $\frac{1}{2}$, care indică, de fapt, o reducre a amplitudinii semnalului și, în consecință, a cerinței unei amplificări mai mari în videofrecvență.

Pentru semnale de modulație, avînd frecvențele situate în regiunea *II*, din expresia (2.2) dispare termenul cu frecvența ($f_0 - f_{m_2}$), care nu este transmis și rămîn numai primii doi termeni. După calcule similare se ajunge la o expresie identică a anvelopei cu cea din relația (2.7), numai în ipoteza în care m este mic.

Concluzia este că, în transmisiunea cu RBL, pe lîngă atenuarea de 6 dB la frecvența purtătoare de imagine, trebuie să se transmită și cu un grad de modulație mic ca să se obțină o redare cît mai conformă cu semnalul original de VF. Totuși avînd în vedere că ochiul, spre deosebire de ureche, suportă existența unor distorsiuni neliniare mari, de ordinul 30—40%, se poate lucra cu grade de modulație m destul de mari (70 — 80%).

În receptorul de televiziune, atenuarea de 6 dB la purtătoarea de imagine este realizată în amplificatorul de FI, deoarece amplificatorul de RF amplifică în mod egal semnalele din întregul canal transmis. Ținînd seamă de schimbarea de frecvență (v. fig. 2.2), alura curbei ideale amplitudine-frecvență a amplificatorului de FI este prezentată în fig. 2.9. Explicația formei curbei în domeniul frecvenței intermediare pentru sunet va rezulta din cele ce urmează.

2.3. RECEPȚIA SUNETULUI AFERENT

Programul sonor se transmite folosind modulația de frecvență la emisie și recepția cu cale comună în amplificatorul de FI al receptorului. Problema care se pune este aceea de a stabili care trebuie să fie atenuarea de realizat în amplificatorul de FI al căii comune, la frecvența corespunzătoare sunetului, astfel încît la detecție, unde se face transformarea din prima frecvență intermediară în cea de-a doua, egală cu 6,5 MHz, să nu apară fenomene nedorite.

La detector fiind prezente două semnale de frecvență intermediară (corespunzătoare imaginii și sunetului), rezultă (presupunînd componentele de frecvență superioară eliminate), numai următoarele trei semnale:

— semnalul de VF, care reproduce informația video;

— semnalul cu frecvența de 6,5 MHz, modulat în frecvență de semnalul corespunzător sunetului și cu o modulație suplimentară în amplitudine datorită modulației în amplitudine a purtătoarei de imagine;

— semnalul de AF rezultat din transformarea modulației de frecvență în modulație de amplitudine pe panta caracteristicii de frecvență intermediară (metoda discriminării pe flanc), cuprins între 20 Hz și 15 kHz.

Primul semnal este util, pentru că după amplificare, în amplificatorul de VF conduce la reproducerea imaginii.

Al doilea semnal este util numai atît timp cît este modulat MF și nu trece decît spre amplificatorul de FI sunet. Dacă acest semnal trece și spre electrodul de modulație al cinescopului, prin amplificatorul de VF, se produce o deranjare a imaginii, cu o rețea fină de puncte, variabile ca intensitatea, în ritmul semnalului de modulație. Pentru a evita acest inconvenient, în amplificatorul de VF se introduc circuite de eliminare a acestui semnal (circuite de rejecție), la legătura cu electrodul de modulație al cinescopului. Dacă semnalul de 6,5 MHz nu este extras pentru a fi condus la amplificatorul de FI sunet, de la ieșirea amplificatorului de VF, ci chiar de la detecție, circuitele de rejecție se introduc și la ieșirea detectorului.

În ceea ce privește modulația de amplitudine parazită, suprapusă pe semnalul cu frecența de 6,5 MHz, aceasta produce o perturbație sesizabilă în difuzor. Efectul se numește pătrunderea imaginii pe sunet și se elimină prin dozarea amplitudinilor celor două semnale, avînd frecvențele purtătoare de imagine și sunet, pînă la sosirea lor la intrarea detectorului.

Al treilea semnal se suprapune peste componentele de frecvență joasă din spectrul semnalului de televiziune și se manifestă pe ecranul televizorului sub forma unor dungi orizontale de strălucire și poziție variabilă, în funcție de natura semnalului audio modulator. Eliminarea se face tot prin dozarea corespunzătoare a purtătoarei de sunet pînă la sosirea la detector. La o atenuare suficientă, discriminarea pe flancul caracteristicii dă componente de amplitudine mică în raport cu cele utile, corespunzătoare semnalului de televiziune. Efectul se numește pătrunderea sunetului pe imagine și, sub această denumire înglobează și semnalul nedorit de 6,5 MHz, de care s-a vorbit în alineatul precedent.

Pentru a stabili dozarea optimă, respectiv atenuarea semnalului de FI unet, față de cel de FI imagine, să considerăm semnalele ca fiind în primă nstanță, nemodulate.

Ca reprezentare, se folosește reprezentarea vectorială, considerînd un vector de lungime σ corespunzător semnalului purtător de imagine și unul de lungime unitate pentru semnalul de sunet. Dacă admitem pentru primul că este fix în reprezentare (vectorul se rotește cu frecvența unghiulară $2\pi f_{i_i}$ în sens trigonometric și planul cu aceeași frecvență în sens orar), atunci vectorul reprezentînd semnalul de sunet, care are frecvența $f_{i_s} < f_{i_i}$, se va roti în sens orar (v. fig. 2.10). În aceeași figură se dă reprezentarea în timp obișnuită pentru o undă modulată MA. Purtătoarea de amplitudine σ are ex-

Arhiva digitala SaDAng

presia $\sigma \cos 2\pi f_{ii}\, t$ și este modulată cu $\cos 2\pi(f_{ii} - f_{is})t$, adică cu diferența frecvențelor egală cu 6,5 MHz.

Expresia rezultantei R se obține din triunghiul care s-a format

$$R = \sqrt{1 + \sigma^2 + 2\sigma \cos \theta}, \quad (2.8)$$

iar amplitudinea semnalului de sunet de 6,5 MHz, este dată de diferența $R - \sigma$:

$$R - \sigma = \sqrt{1 + \sigma^2 + 2\sigma \cos \theta} - \sigma. \quad (2.9)$$

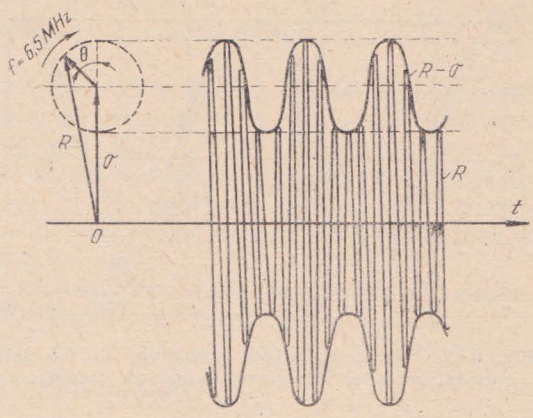


Fig. 2.10. Reprezentarea vectorială și în timp a semnalelor de imagine și de sunet la ieșirea din detector ($\sigma > 1$).

În cele două cazuri extreme ($\theta = 0$ și $\theta = 180°$) se găsesc valorile $\sigma + 1$ și $\sigma - 1$. Alegînd, așa cum se vede, amplitudinea semnalului de sunet egală cu 1, σ reprezintă chiar raportul între semnalul avînd frecvența purtătoare de imagine și cea de sunet (în FI).

$$\frac{U_{imagine}}{U_{sunet}} = \frac{\sigma}{1}. \quad (2.10)$$

În funcție de acest raport forma se schimbă. Dacă considerăm cazul în care am avea, de exemplu, $\sigma = 1$, adică amplitudini egale, forma se prezintă ca în fig. 2.11, o formă tipică fenomenului de „bătăi" cunoscut din fizică. Dacă se reprezintă la o aceeași scară pulsația $R - \sigma$ în raport cu θ, alegînd ca parametru valoarea σ, se găsește situația din fig. 2.12.

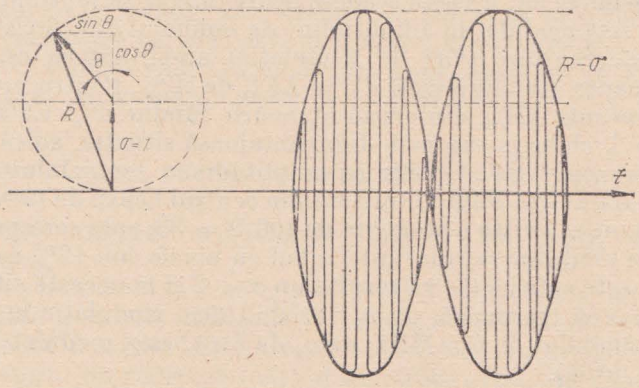


Fig. 2.11. Reprezentarea vectorială și în timp a semnalelor de imagine și de sunet la ieșirea din detector ($\sigma = 1$).

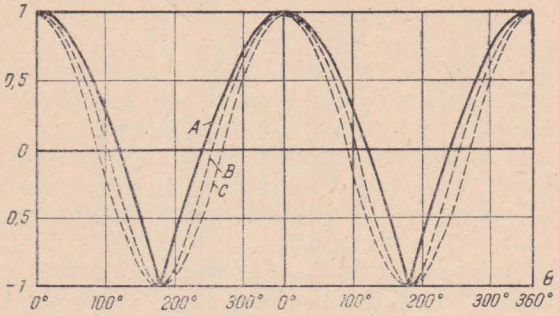


Fig. 2.12. Forma oscilațiilor semnalului de 6,5 MHz rezultat la ieșirea detectorului, cu σ ca parametru: $A - \sigma = 1$; $B - \sigma = 2$; $C - \sigma = \infty$.

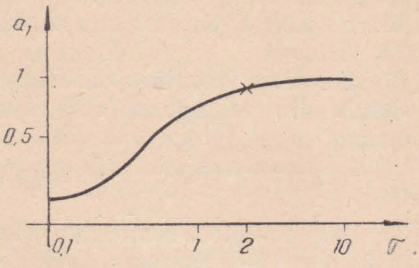


Fig. 2.13. Amplitudinea componentelor fundamentale a_1 în funcție de raportul σ.

Se constată că o formă de cosinusoidă pură apare doar în cazul în care $\sigma \gg 1$ ($\sigma \to \infty$), adică atunci cînd amplitudinea semnalului avînd frecvența intermediară de imagine va fi mult mai mare decît cea corespunzătoare sunetului.

Se știe că, pe calea de sunet, după sosirea de la detector, semnalul trece prin amplificatorul de FI sunet, acordat pe frecvența de 6,5 MHz. Din oscilațiile avînd formele de undă din fig. 2.12 nu vor trece deci decît componentele fundamentale. Dar aceste componente vor avea amplitudini diferite în funcție de σ (la $\sigma = 1$ — ca la o oscilație dublu redresată, iar la $\sigma = \infty$ se ajunge la cosinusoidă). Calculînd componentele fundamentale a_1 de frecvență 6,5 MHz, și reprezentîndu-le în funcție de σ, se obține reprezentarea din fig. 2.13.

Se constată că dacă valoarea lui σ se schimbă de la 2 la ∞ ($2 \ll \sigma \ll \infty$), a_1 variază doar cu 4%. Pentru $\sigma < 2$, a_1 începe să scadă, ori, în procesul transmisiunii semnalelor, această scădere apare din cauza faptului că semnalul de FI imagine este modulat în amplitudine de semnalul de televiziune. Pentru semnalul de sincronizare (vîrf de modulație) amplitudinea este de 100% și devine, din cauza atenuării cu 6 dB în AFI, de 50%. Pentru nivel alb, dacă emițătorul transmite 12%, din cauza atenuării rămîne 6%. Ca să menținem un raport $\sigma = 2$, chiar în cea mai dezavantajoasă situație, adică atunci cînd se transmite o scenă albă, trebuie ca amplitudinea semnalului de FI sunet să fie de maximum 3%. Față de nivelul din centrul benzii de trecere al amplificatorului trebuie să existe o atenuare de 100/3 = 33, care corespunde la circa 30 dB. Dacă la emițător se transmite albul cu nivele sub 12% sau atenuarea în receptor nu este suficientă, va rezulta un $\sigma < 2$ și în această situație apare, în funcție de scena transmisă, un a_1 variabil (deci modulație în amplitudine nedorită a semnalului de 6,5 MHz, care, de fapt, este modulat în frecvență cu modulație utilă).

Cele mai importante componente de modulație în amplitudine ale semnalului de imagine sînt cele care au frecvența de repetiție a cîmpurilor (50 Hz).

Arhiva digitala SaDAng

În procesul de transmisie, cînd se transmit scene albe, în general, apar variații în valoarea lui a_1 (cu 50 Hz), deci o modulație perturbatoare audibilă în difuzor sub formă de brum.

Se explică acum alura curbei din fig. 2.9. Dacă cele două emițătoare radiază puteri diferite, atunci atenuarea necesară menționată (de 30 dB în cazul puterilor egale) trebuie să fie mai mică.

Acest brum nu se poate elimina în calea de sunet decît dacă se folosește discriminatorul de fază, (discriminatorul de raport nu are efect de limitare pentru perturbațiile în amplitudine de tip periodic) sau, un etaj limitator eficace înaintea discriminatorului de raport.

Ca formă, este util un palier în jurul frecvenței purtătoare de sunet, palier cu o lățime de 200—250 kHz, pentru a nu introduce distorsiuni.

2.4. RECEPȚIA SEMNALELOR DE SINCRONIZARE

Pînă la ieșirea amplificatorului de VF, semnalele de sincronizare se transmit împreună cu semnalul de imagine, alcătuind semnalul de televiziune; de la ieșirea acestui amplificator urmează calea de sincronizare și baleiaj. Semnalul de sincronizare se separă într-un separator care elimină semnalele de imagine, apoi are loc o sortare a lor în impulsuri de sincronizare pe orizontală (de linii) și în impulsuri de sincronizare pe verticală (de cîmpuri). Pentru primele se folosește un circuit de derivare cu constantă mică de timp și pentru celelalte, fie circuite de integrare, fie de diferențiere cu constanta de timp $\tau = \frac{\delta_2 - \delta_1}{\ln \frac{\delta_2}{\delta_1}}$, unde δ_1 și δ_2 sînt duratele impulsurilor de egalizare și, respectiv, a celor crestate. Structura aceasta se alege pentru a transforma diferența de durată între impulsurile de sincronizare de linii și cele de cîmpuri, în diferență de amplitudine, iar constanta de timp se alege pentru a obține diferența maximă de amplitudine (v. și cap. 9). Pe fiecare cale *H* și *V* urmează apoi generatoarele de baleiaj care trebuie să genereze cu o formă și amplitudine corespunzătoare curenții care să asigure prin bobine cîmpuri de explorare în cinescop. Cum se va arăta, pentru o viteză constantă de baleiaj curenții vor avea, în general, forma de dinte de ferăstrău (v. cap. 7 și 8).

2.5. SCHEMA-BLOC DE DETALIU A RECEPTORULUI DE TELEVIZIUNE

Schema-bloc cuprinde următoarele etaje (v. fig. 2.14), cu destinațiile corespunzătoare.

După coborîrea de la antenă *1* pe fiderul *2* se folosește un dispozitiv *3* care să adapteze și să simetrizeze. Acesta face ca impedanțele de intrare în receptor să poată fi aduse la valoarea impedanței caracteristice a fiderului.

Amplificatorul de radiofrecvență *4* amplifică semnalul complet de televiziune, așa ca să-l aducă la o valoare convenabilă la intrarea schimbătorului

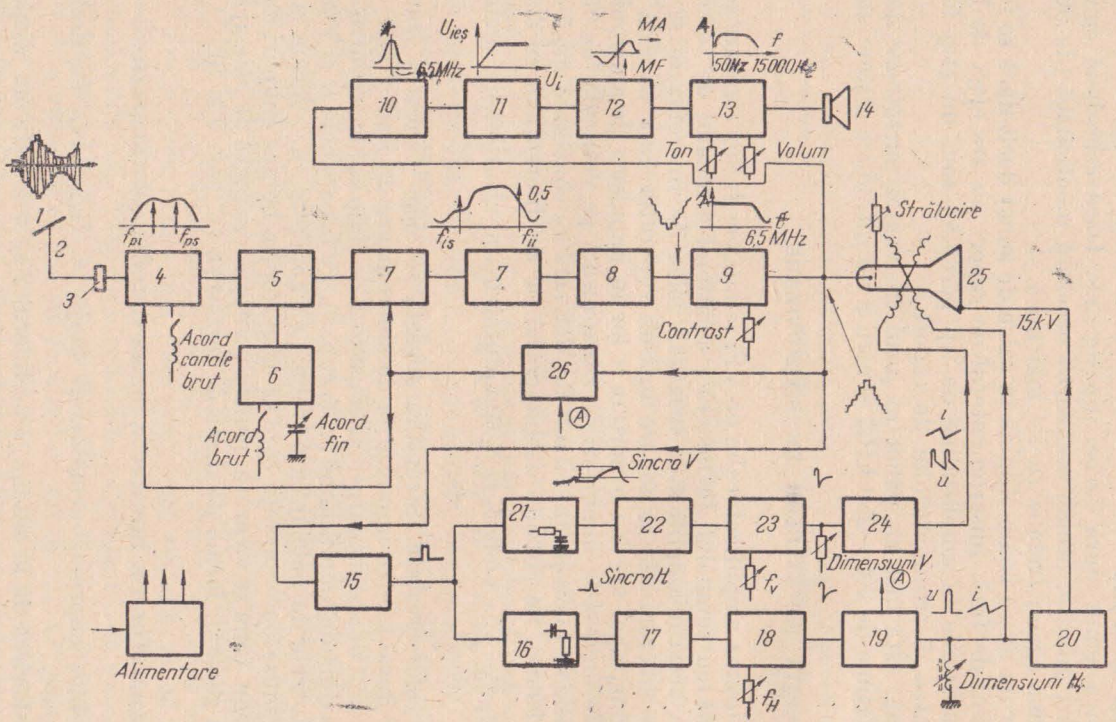


Fig. 2.14. Schema-bloc de detaliu a receptorului de televiziune

Arhiva digitala SaDAng

de frecvență *5*. Acesta primește și un semnal de frecvență f_h de la un oscilator local *6*. Amplificatorul de radiofrecvență este acordabil continuu sau în trepte pe diverse canale din benzile de recepționat. Oscilatorul local este și el comutabil pe diverse canale și, în plus, în interiorul fiecărui canal poate fi acordat fin.

De la ieșirea selectorului de canale urmează un amplificator de frecvență intermediară *7*, pe calea comună pentru semnalele de FI ale imaginii și sunetului. Față de intrarea receptorului, spectrul este inversat. Amplificatorul se realizează, în general, cu mai multe etaje, el fiind acela care asigură în proporția cea mai mare amplificare întregului receptor. Pe lîngă o caracteristică liniară în bandă și atenuările necesare la frecvențele purtătoare de imagine (6 dB) și sunet (30 dB), acesta trebuie să mai asigure atenuări în afara benzii de trecere; cu precădere, la frecvențele care corespund purtătoarelor canalelor adiacente (v. tabelul 1.3 și fig. 2.20).

Detectorul de VF *8* realizează extragerea semnalului de VF de polaritate convenabilă (în schemă cea pozitivă, corespunzătoare anvelopei inferioare a semnalului modulat) și asigură prin „bătăi" formarea semnalului de sunet de 6,5 MHz, modulat util cu MF și nedorit cu MA.

Amplificatorul de VF *9* asigură amplificarea semnalului de imagine, sincronizare și sunet. La ieșire acesta posedă un circuit de rejecție acordat pe 6,5 MHz. El este format, în majoritatea cazurilor, dintr-un singur etaj.

Semnalul de sunet, avînd frecvența de 6,5 MHz, intră în amplificatorul de FI sunet *10*, format, în general, din două etaje. Acest amplificator amplifică semnalul, pentru a-l face susceptibil de limitare.

Limitatorul *11*, cu o caracteristică cu prag, dă o tensiune constantă la ieșire, dacă semnalul de la intrare depășește valoarea de prag. Astfel se elimină modulația în amplitudine nedorită. Discriminatorul *12*, care are o caracteristică în formă de S, transformă oscilațiile MF în oscilații MA și le detectează ulterior. De la detecție se intră în amplificatorul de AF *13* care este, de regulă, format dintr-un preamplificator (amplificator de tensiune) și un amplificator final de putere care printr-un transformator debitează pe difuzorul de joasă impedanță *14*. Ultimul realizează redarea programului sonor.

Tot de la amplificatorul de video se ia semnalul de televiziune care, după trecerea printr-un separator după amplitudine *15* ce elimină semnalul de imagine, trebuie sortat. Două circuite de sortare *16* și *21* separă impulsurile de sincronizare de linii de cele de cadre pentru a acționa separat prin circuitele de sincronizare *17* și *22* cele două generatoare de baleiaj. Impulsurile de sincronizare declanșează oscilatoarele de baleiaj *18* și *23*, care sînt oscilatoare de relaxare de tip multivibrator sau generator autoblocat.

În fine, generatoarele de baleiaj au două amplificatoare finale de putere : *19*, *24*, care generează semnalele dinte de ferăstrău pentru asigurarea explorării. Amplificatoarele finale debitează pe două bobine dispuse pe gîtul cinescopului. Curenții din bobine asigură cîmpuri variabile liniar în timp, cu ajutorul cărora se obține explorarea cu viteză constantă.

De la etajul final de baleiaj pe orizontală *19* se obține printr-un redresor de impulsuri *20* și tensiunea foarte înaltă necesară anodului de accelerare al cinescopului *25*.

Un alt etaj *26*, este cel care asigură un reglaj automat al amplificării, receptorului prin acționare într-un etaj de FI și în amplificatorul de RF. Grație acestui dispozitiv se poate obține la ieșirea receptorului un semnal de amplitudine constantă chiar dacă cîmpul la locul de recepție variază, din diverse motive, între anumite limite. În receptoarele moderne acest etaj lucrează cu ajutorul semnalului video de la ieșirea detectorului sau a amplificatorului video, numai în anumite perioade de timp (v. cap. 13). Comanda sa se face cu impulsuri luate de la etajul final de baleiaj orizontal.

2.6. REGLAJELE RECEPTORULUI DE TELEVIZIUNE

Reglajele asigură în receptor obținerea unei imagini de calitate bună și a unui sunet corespunzător.

În general, la majoritatea receptoarelor se găsesc, atît reglaje manuale la îndemîna telespectatorilor, reglaje manuale la accesul personalului tehnic de întreținere, cît și reglaje automate care cresc în ultimul timp ca număr și precizie. Dintre ultimele, unele se fac pentru îmbunătățirea calității imaginii, iar altele — pentru a impiedica telespectatorii să intervină în reglaje (acestea avînd un grad de dificultate, dacă reglajul nu este corect realizat, se ajunge mai curînd la înrăutățiri ale imaginii decît la sporirea calității).

Dintre reglajele manuale se menționează reglajele privitoare la imagine :

— reglajul de strălucire, plasat în circuitul de grilă al cinescopului; el reglează strălucirea medie a imaginii;

— reglajul de contrast, plasat cel mai bine în amplificatorul video; acesta corespunde reglajului de volum din lanțul de sunet (se reglează raportul B_{max}/B_{min});

— reglajele de dimensiuni ale imaginii, plasate în circuitele de baleiaj, pentru a regla amplitudinea curenților dinte de ferăstrău, care asigură explorarea;

— reglajele de liniaritate, cu ajutorul cărora se asigură forma corectă a imaginii și reproducerea la aceeași scară.

Pentru sunet există :

— reglajul de volum, plasat în amplificatorul audio;

— reglajul de ton, plasat în același loc.

Referitor la acordul și sensibilitatea receptorului menționăm :

— comutatorul de acord brut în selectorul de canale;

— organul de acord fin al oscilatorului local;

— reglajele de acord ale frecvenței oscilatoarelor de baleiaj H și V, așa ca sincronizarea să se facă în bune condiții;

— reglajul de sensibilitate (de amplificare) al lanțului de amplificare al receptorului.

Arhiva digitala SaDAng

Dintre reglajele automate, cele mai des întîlnite, în ordine, sînt următoarele :

— reglajul automat al amplificării;

— sincronizarea orizontală, prin comparare automată a frecvenței și fazei impulsurilor de sincronizare cu a celor generate în receptor; se folosește, în general, numai la generatorul de baleiaj orizontal :

— stabilizarea automată a dimensiunilor imaginii;

— reglajul automat al strălucirii medii în funcție de lumina din mediul ambiant;

— reglajul automat al frecvenței (acord automat);

— sincronizarea automată.

2.7. ECHIPAREA RECEPTOARELOR DE TELEVIZIUNE

Pînă nu de mult receptoarele de televiziune se echipau numai cu tuburi electronice. Dat fiind consumul mare al acestora, consumul unui televizor putea ajunge la cîteva sute de wați, în cazul unui ecran de dimensiuni mari și al unei scheme complexe.

În mod obișnuit consumul televizoarelor de clasă medie este de 150—200 W. Dar chiar și așa este ridicat, dacă ne gîndim că, la dimensiunile unei țări ca a noastră, consumul pentru alimentarea tuturor televizoarelor din țară ajunge la sute de megawați. În afară de aceasta, televizoarele cu tuburi, deși au ajuns la performanțe foarte bune, au o robustețe redusă, nu sînt autonome față de rețea, au greutate și volum mare etc.

În pas cu desvoltarea generală a tehnicii semiconductoarelor, și a utilizării acestora, a început pătrunderea lor și în receptoarele de televiziune. Încă din anul 1952, numai la 4 luni de la descoperirea tranzistorului, s-au făcut primele experiențe de tranzistorizare a televizoarelor. Bineînțeles, că întîi au apărut televizoare așa-zise hibride, deoarece nu s-au putut fabrica de la început tranzistoare care să suplinească toate funcțiunile tuburilor electronice dintr-un televizor. Din anul 1959 au început să se pună în fabricație televizoare în întregime tranzistorizate, care din 1960 au apărut pe piață. Astăzi, în toate țările mari producătoare de echipament electronic, se fabrică în serie mare televizoare tranzistorizate (S.U.A., Japonia, U.R.S.S., Anglia, Franța etc.). În marea lor majoritate, acestea mai conțin un singur tub electronic, redresorul de foarte înaltă tensiune, deși și pentru această funcțiune s-au fabricat dispozitive semiconductoare care să-l înlocuiască.

Televizoarele tranzistorizate se fabrică în două variante, staționare și portabile. În ambele variante greutatea a scăzut considerabil (la cele portabile s-a ajuns la 2,5 kg) ca și consumul (care este de zeci de wați). Cele portabile se fabrică cu tuburi avînd diagonale ale ecranului cinescopului de 7, 13, 18, 25, 28, 35 cm. Ele se pot alimenta, fie de la rețeaua de curent alternativ, fie de la o baterie de acumulatoare, care le poate conferi o autonomie de cîteva ore, după care trebuie reîncărcată (televizorul are și dispozitiv de încărcare).

De asemenea, ele pot funcționa de la rețeaua de bord de 12 V a autovehiculelor.

Prin introducerea tranzistoarelor s-a ajuns la o mare economie de consum și de spațiu, la o mare durabilitate, pentru un preț, deocamdată aproximativ identic cu al televizoarelor echipate cu tuburi electronice.

2.8. CARACTERISTICILE RECEPTOARELOR DE TELEVIZIUNE

Receptoarele de televiziune au o serie de însușiri exprimate de caracteristici constructive, tehnologice, mecanice, climatice și, evident, electrice. Aceste caracteristici indică calitățile și servituțile receptorului, posibilitățile lui de utilizare în anumite condiții sau, dimpotrivă, imposibilitatea de a obține cu un anumit receptor o redare acceptabilă în anumite condiții. Mărimile care exprimă aceste calități ce caracterizează televizorul se numesc performanțe.

În acest paragraf se vor prezenta numai cele mai importante și ușor măsurabile dintre caracteristicile electrice ale receptorului, acestea fiind esențiale din punctul de vedere al aprecierii posibilităților, prin măsurări obiective cu aparatură, sau prin aprecieri subiective pe imaginea de control.

2.8.1. Caracteristica de sensibilitate

Această caracteristică se definește în trei situații: sensibilitate limitată de amplificare, limitată de zgomot și de sincronizare.

Sensibilitatea limitată de amplificare exprimă capacitatea receptorului de a recepționa semnale la intrare, corespunzătoare unor cîmpuri de o anumită intensitate. Imaginea poate fi de proastă calitate din punctul de vedere al zgomotului. În accepțiunea aceasta interesează numai capacitatea de a recepționa. Evident, reglajele de contrast și amplificare în RF, dacă există, trebuie să asigure amplificarea maximă.

Ca definiție concretă aceasta este dată de nivelul minim al semnalului de televiziune de radiofrecvență, exprimat în microvolți sau decibeli (față de 1 mW), care asigură o imagine standard (în măsurări se standardizează imagini etalon sau standard, ca și forme de semnale standard) sau un semnal video corespunzător acestei imagini.

În general, la un receptor sensibilitatea variază în funcție de frecvența semnalului de intrare. Pentru ilustrarea ordinelor de mărime s-au dat în § 2.9 unele valori standardizate.

Sensibilitatea limitată de zgomot reprezintă nivelul de la intrarea receptorului (nivel de semnal de televiziune de radiofrecvență pentru care este acordat receptorul), care asigură o imagine de calitate dată, adică căreia i se admite un anumit zgomot. Acest zgomot se exprimă prin raportul între semnalul video (în valori vîrf-vîrf) și tensiunea de zgomot

Arhiva digitala SaDAng

(în valori eficace), obținute la catodul cinescopului din televizor.

$$\frac{S}{Z_g}\,[\mathrm{dB}] = 20 \log \frac{U_{vv\ semnal}}{U_{ef_{zg}}} \cdot \quad (2.11)$$

Dacă se folosește o imagine obținută pe baza unui semnal în trepte, zgomotul se manifestă ca în fig. 2.15 și se evaluează la un grad de modulație de 50% (treapta medie).

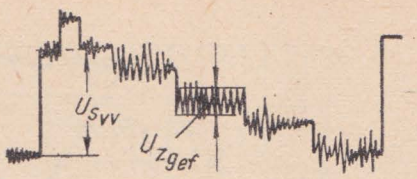


Fig. 2.15. Forma semnalului de VF și a zgomotului.

În baza unor evaluări statistice, între valoarea de vîrf și valoarea eficace există un raport de aproximativ 6 (la această valoare s-a ajuns prin măsurători obiective și examinarea unor observatori ai imaginii cu zgomot; în alte situații se stabilește, în baza impunerii unei anumite probabilități ca valoarea de vîrf să întreacă un anumit prag aflat într-un anumit raport cu valoarea eficace).

Trebuie să se aibă în vedere că, tot în baza unor observații, s-a stabilit că o imagine cu zgomot definit, ca în relația (2.11), are diverse grade de calitate, în funcție de mărimea raportului și de distanța de observare a imaginii.

Pentru o distanță de observare de șase ori înălțimea imaginii, raportul semnal/zgomot, care dă imagine la limita de perceptibilitate a zgomotului, deci o imagine foarte bună, este de 44 dB (pentru distanțe mai mici raportul crește cu 2—3 dB). Din acești 44 dB circa 15 dB reprezintă raportul între valoarea de vîrf și valoarea eficace a zgomotului. Deci, dacă se consideră expresia (2.11), rezultă :

$$\frac{U_{s_{vv}}}{U_{zg_{vv}}} \rightarrow 30\ \mathrm{dB} \quad \text{sau} \quad \frac{U_{s_{vv}}}{U_{zg_{ef}}} \rightarrow 44\ \mathrm{dB}.$$

Acesta este raportul la ieșire. Dar este important să se știe și raportul la intrare. Pentru aceasta se ține seamă că $U_{s_{vv}}$ reprezintă doar diferența de la circa 70% pînă la 10% din nivelul amplitudinilor semnalului de televiziune, deci numai 60%. Față de vîrf trebuie ținut seamă de raportul 1/0,6 = = 1,67 deci 4,4 dB. Admițînd că detectorul primește un semnal suficient de mare ca să lucreze liniar și să nu modifice raportul semnal/zgomot în FI, raportul total este :

$$S/Z_g = 44 + 4{,}4 = 48{,}4\ \mathrm{dB}.$$

În RF se mai adaugă 6 dB, din cauza atenuării purtătoarei de imagine pe flancul Nyquist, deci 54,4 dB. Raportînd la valoarea eficace a purtătoarei de RF, care se citește pe un instrument de măsură, trebuie să se scadă 3 dB $\left(\text{corespunzător la } \frac{1}{\sqrt{2}}\right)$.

La intrare, deci, raportul semnal/zgomot este 51 dB (cu tensiunile de RF și de zgomot exprimate în valori eficace), pentru o imagine foarte bună.

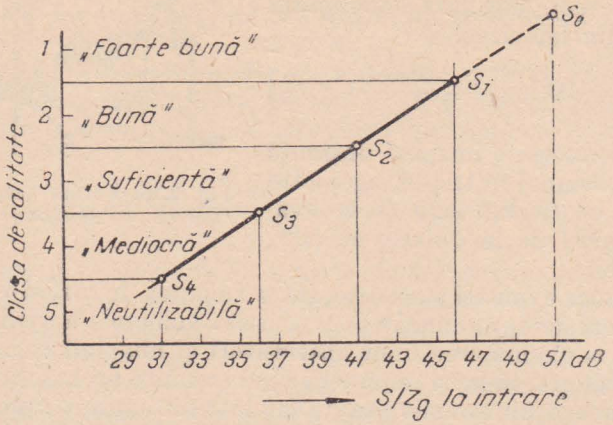


Fig. 2.16. Clasele de calitate ale imaginilor în funcție de raportul S/Z_g în RF, la distanță de observare egală cu de 6 ori înălțimea ecranului.

Diferența în apreciere la intrare sau ieșire după relația (2.11) este 7 dB. S-au stabilit și alte calități de imagine care sînt ilustrate în fig. 2.16.

De asemenea, în fig. 2.17 sînt date tensiunile de intrare în microvolți eficace, pentru un receptor cu impedanța de intrare de 60 Ω, în funcție de

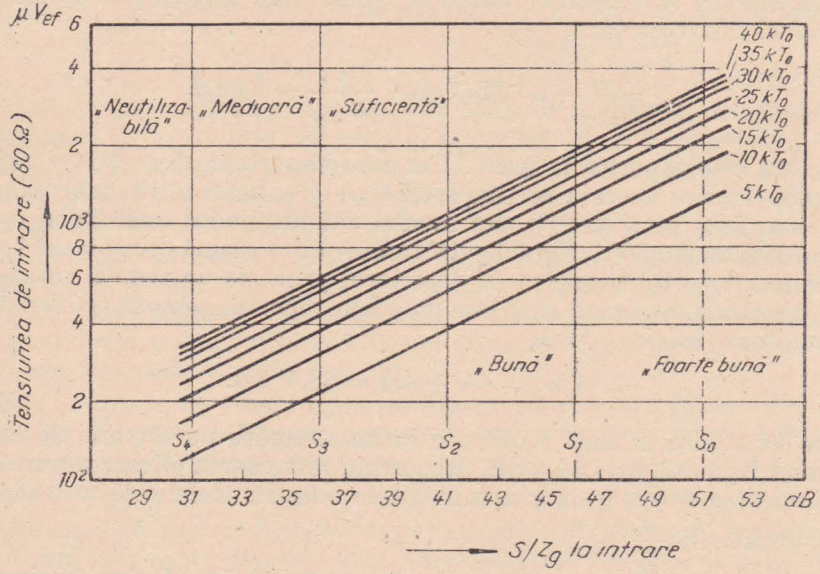


Fig. 2.17. Tensiunea de intrare a receptorului, în funcție de raportul S/Z_g la intrare, la diverși factori de zgomot, F, ai receptorului.

Arhiva digitala SaDAng

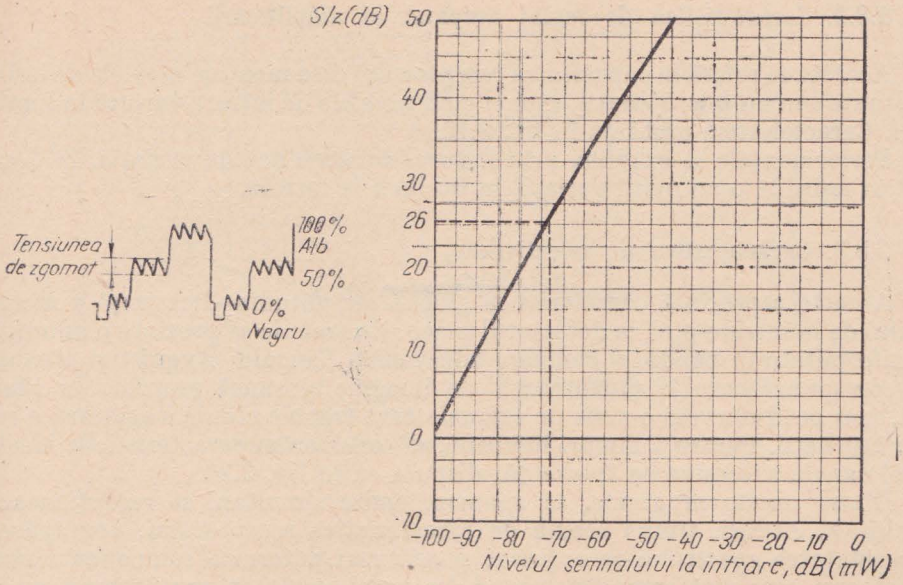


Fig. 2.18. Caracteristica de raport S/Zg a receptorului.

raportul S/Z_g la intrare. Se remarcă clasele de calitate, ce depind și de factorul de zgomot propriu al receptorului F, exprimat în unități KT (K — constanta lui Boltzman și T° — temperatura în grade Kelvin).

Măsurînd raportul S/Zg, se poate trasa curba din fig. 2.18, din care se poate deduce, de exemplu că, pentru a avea 26 dB la ieșire, sensibilitatea limitată de zgomot a receptorului la intrare este 33 dB, deci clasă mediocră.

Sensibilitatea limitată de sincronizare se referă a un nivel minim aplicat la intrare pentru care se mai menține încă sincronizarea.

Din cele arătate trebuie reținut faptul că, la un receptor de televiziune este mai interesantă sensibilitatea limitată de zgomot, care dă indicații privind capacitatea receptorului de a recepționa semnale slabe, dar dînd totuși imagini acceptabile.

Mai trebuie menționat *nivelul maxim utilizabil la intrarea receptorului* pentru a se obține încă o imagine acceptabilă, cu sincronizare menținută și cu distorsiuni acceptabile. La nivele mari de intrare apare și fenomenul de intermodulație între diversele componente de RF. Pentru receptoarele cu tuburi această tensiune maximă admisă este de ordinul zecilor de milivolți, dar la tranzistoare valorile admisibile sînt mai mici.

2.8.2. Caracteristica de reglaj automat al amplificării

Aceasta se referă la capacitatea receptorului de a menține nivelele de ieșire constante sau cu mici variații, atunci cînd nivelele de intrare variază în limite largi. Caracteristica arată ca în fig. 2.19.

Performanțele se exprimă prin *factorul de merit* dat de variația, în decibeli, la ieșire la o anumită variație în decibeli la intrare.

2.8.3. Caracteristica de selectivitate

Aceasta reprezintă caracteristica globală amplitudine-frecvență a receptorului de la intrare pînă la detectorul video. Ea trebuie să prezinte o anumită neuniformitate în bandă, o înclinare adecvată a flancului Nyquist și atenuările corespunzătoare la purtătoarele de imagine și sunet propriu. În plus, însă, mai pot interveni o serie de semnale care trebuie eliminate pentru a nu da perturbații. Pentru a lămuri lucrurile, să considerăm caracteristicile ideale a trei canale succesive ca frecvență, dispuse ca în fig. 2.20.

Dintre aceste programe, să spunem, emise simultan, se recepționează canalul *V*. Atunci, ținînd seamă de caracteristica receptorului, vor apărea în vecinătatea spectrului recepționat și cele mai puternice componente perturbatoare, care sînt semnalele avînd frecvențe egale cu purtătoarea sunetului canalului adiacent inferior *IV* și cu purtătoarea imaginii canalului adiacent superior *VI*. Caracteristica de amplitudine-frecvență globală va trebui să prezinte niște rejecții pe aceste frecvențe (fig. 2.21). În plus, și în afara benzii se impun anumite restricții. În receptor, blocul care asigură selectivitatea este blocul de frecvență intermediară. Caracteristica acestuia va arăta asemănător, cu deosebire că spectrul este inversat din cauza schimbării de frecvență (v. § 1.10, § 2.1 și fig. 2.2).

2.8.4. Pătrunderi — interferențe

Este necesar să se menționeze încă restricțiile ce se impun receptorului, referitor la recepția nedorită a semnalelor avînd frecvența egală cu frecvența intermediară f_i, cu frecvența oglindă $f_0 = f_s + 2f_i$ (care pătrunde și ea ca și f_s, din ambele combinații, $f_h - f_s$ sau $f_0 - f_h$, rezultînd într-un receptor superheterodină f_i) sau a perturbațiilor date de diverse semnale, fie exterioare, fie produse în receptor.

De asemenea pot pătrunde semnalele corespunzătoare sunetului pe imagine și invers. Pentru toate acestea se dau limite (v. tabelul 2.1).

2.8.5. Fidelitatea imaginii

Se apreciază, în primul rînd, fidelitatea electrică a imaginii. Aceasta rezultă din caracteristica amplitudine-frecvență a amplificatorului video (v. cap. 6) și din răspunsul la semnale dreptunghiulare (front, pentru impulsuri

Arhiva digitala SaDAng

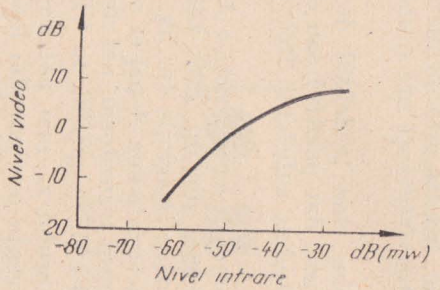


Fig. 2.19. Caracteristica de reglaj automat al amplificării (RAA).

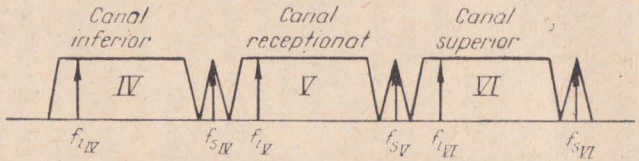


Fig. 2.20. Trei caracteristici de canale de televiziune succesive.

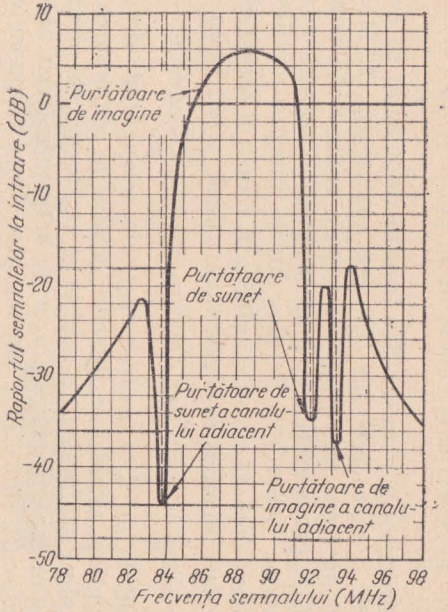


Fig. 2.21. Caracteristica de selectivitate globală a receptorului.

cu frecvență mare de repetiție și cădere de la palier pentru semnale cu frecvență joasă).

Răspunsul tranzitoriu rezultat din frontul impulsului se evaluează din timpul de creștere și supracreșterile care pot apărea (fig. 2.22). Este important să se obțină un front bun pentru a avea o conturanță bună (imaginile să nu fie șterse). Supracreșterile trebuie să fie mici, pentru a nu da efecte de relief pe imagine. Căderile palierului duc la imagini mînjite.

Pentru o redare corectă nu este suficientă numai o caracteristică amplitudine-frecvență corectă, ci este necesară și o fază $\varphi(\omega)$ liniar variabilă cu frecvența sau un timp de întîrziere de grup $\tau_g(\omega) = \frac{d\varphi}{d\omega}$ constant cu frecvența. Altfel, componentele de diverse frecvențe ale semnalului, deși sînt redate corect ca amplitudine, avînd faze diferite, conduc la schimbarea formei semnalelor, care implică schimbări de poziție și strălucire ale elementelor imaginii, sau la imagini care, în ansamblu, se caracterizează prin efect de plastic, relief, sau imagini care sînt șterse sau mînjite. Alura răspunsului tranzitoriu poate indica numaidecît forma imaginii care apare și formele caracteristicilor $A(\omega)$ și $\varphi(\omega)$ sau $\tau_g(\omega)$.

În fig. 2.23 se vede o imagine corectă și semnalul corespunzător *a* și imaginea cu efect de „relief" care apare *b*, dacă, de exemplu, caracteristica amplitudine-frecvență favorizează excesiv frecvențele înalte din spectru.

În fig. 2.24 se vede efectul de „plastic" datorit caracteristicii $A(\omega)$, care are o rejecție pe fundamentală.

Dacă timpul de creștere este prea mic, frontul este înclinat și imaginea este „ștearsă". Caracteristica de amplitudine-frecvență are o cădere la frecvențe înalte (fig. 2.25).

Imaginea este „mînjită", de exemplu, cînd în lanțul de amplificare grila unui amplificator devine la un moment dat pozitivă sau cînd caracteristica $A(\omega)$ nu lasă să treacă cu amplitudine suficientă frecvențele medii din bandă (fig. 2.26).

În cazul frecvențelor joase redate incorect de caracteristica $A(\omega)$, palierul impusului cade și se obține imaginea „ștearsă" din fig. 2.27. Este necesar să se rețină diferența dintre cauzele care produc imaginile din fig. 2.25 și 2.27.

Abaterile de la forma corectă a caracteristicilor $A(\omega)$ și $\varphi(\omega)$, care se pot interpreta pe imagini, sau prin răspunsul tranzitoriu, pot apărea în orice punct în lanț, dar sînt mai întîlnite în FI și, în special, în VF.

Dintre alte caracteristici ale receptorului se mai pot enumera:

— stabilitatea care se referă la frecvența oscilatorului local, la sincronizare, la dimensiunile imaginii ce pot varia în funcție de diverse cauze — temperatură, alimentare etc.;

— distorsiunile de baleiaj, care duc la imagini avînd forme incorecte și reproduceri eronate ale detaliilor imaginii.

Acestea sînt cele mai importante caracteristici și referirea s-a făcut numai la calea de imagine — considerînd calea de sunet de la al doilea ampli-

Arhiva digitala SaDAng

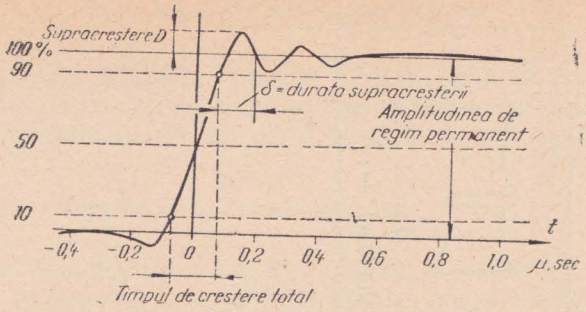


Fig. 2.22. Răspunsul tranzitoriu.

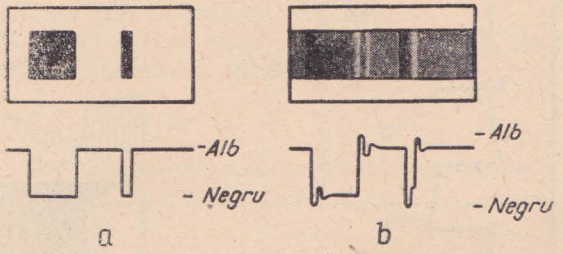


Fig. 2.23. Legătura dintre imagine şi răspunsul tranzitoriu :

a — imagine corectă; *b* — imagine cu efect de „relief" (caracteristica $A(\omega)$ are creşteri la frecvenţe înalte).

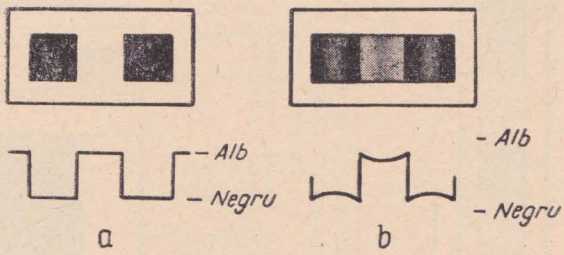


Fig. 2.24. Legătura dintre imagine şi răspunsul tranzitoriu (caracteristica $A(\omega)$ dezavantajează componenta fundamentală):

a — imagine corectă; *b* — imagine cu efect de „plastic".

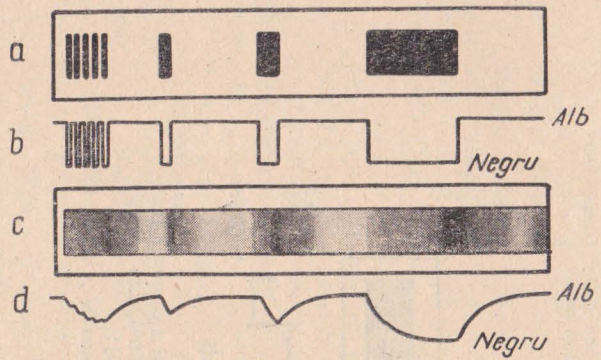


Fig. 2.25. Distorsiune dată de o redare insuficientă a frecvenţelor înalte (caracteristica $A(\omega)$ are o cădere la frecvenţe înalte):

a — imagine corectă; *b* — semnalul corespunzător; *c* — imagine ştearsă; *d* — semnalul corespunzător.

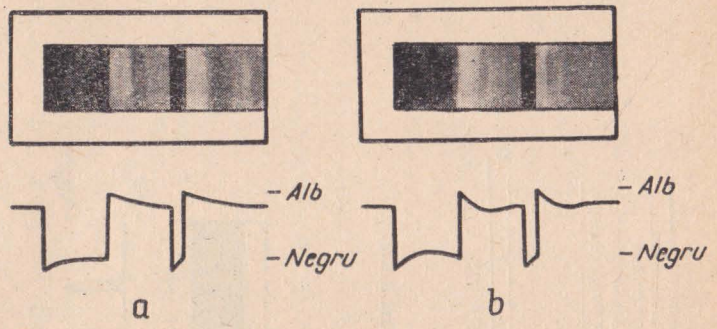


Fig. 2.26. Imagine mînjită dată de:

a — amplificator cu grilă pozitivă; *b* — redare insuficientă a frecvenţelor medii din bandă.

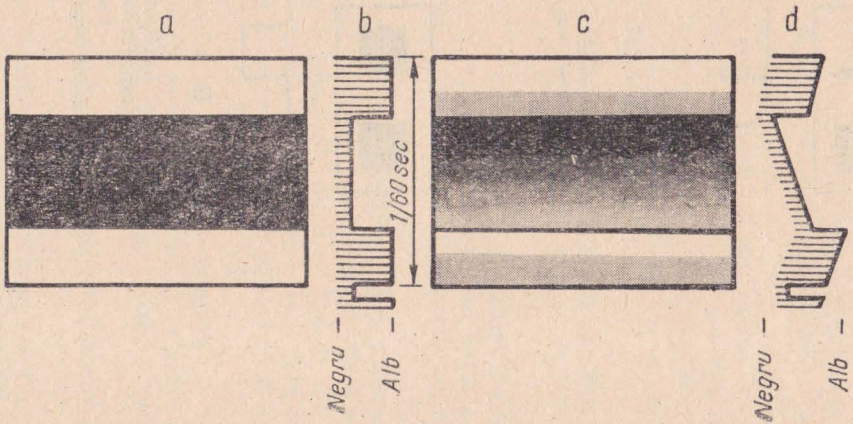


Fig. 2 27. Imagine „ştearsă" dată de redare incorectă a frecvenţelor joase din spectru:

a — imagine corectă; *b* — semnalul corespunzător; *c* — imagine distorsionată; *d* — semnalul corespunzător.

Arhiva digitala SaD.Ang

ficator de frecvență intermediară pînă la difuzor, ca și un receptor obișnuit de radiodifuziune pentru recepția programelor transmise prin MF. Pentru a ilustra caracteristicile se vor da performanțele din subcapitolul următor.

2.9. CLASE DE FUNCȚIONARE — PERFORMANȚE

În funcție de complexitatea lor, de numărul de reglaje și de performanțele avute, deci, în general, de condițiile tehnice constructive și de funcționare, televizoarele se împart în mai multe clase. În continuare se dau unele date referitoare la cele patru clase (*I*) — superioară sau de lux, (*II*) — medie, (*III*) — populară și (*IV*) — televizoare portabile. Sînt excluse televizoarele speciale cu proiecție sau cele destinate televiziunii aplicate.

Datele sînt extrase din propunerea de standarde din țara noastră, avînd la bază date analizate din standarde străine.

Datele pentru unele caracteristici constructive sînt date în tabelul 2.1 și unele caracteristici tehnice, în tabelul 2.2.

Tabelul 2.1

Unele caracteristici constructive ale televizoarelor

Caracteristicile	Clasa				Observații
	I	II	III	IV	
1	2	3	4	5	6
Benzi recepționate	I — V	I — III	I — III	—	
Diagonala cinescopului în cm	59	47	47	—	
Acord automat al frecvenței oscilatorului local, sau existența unui dispozitiv de memorizare a acordului fin	obligatoriu	—	—	—	
Reglajul automat al amplificării	independent de conținutul imaginii		obligatoriu		
Stabilizarea dimensiunilor imaginii pe orizontală și pe verticală	obligatoriu	—	—		
Sincronizare automată :					
— linii	obligatoriu	—	—	—	
— cadru	obligatoriu	—	—	—	
Reglaj de ton :					
— frecvențe înalte	obligatoriu	—	—	—	
— frecvențe joase	obligatoriu	—	—	—	
— registru de ton	obligatoriu	—	—	—	
Reglaj automat : „contrast-iluminare ambianță“	obligatoriu		—	—	
Pornire silențioasă	obligatoriu	obligatoriu	—	—	
Stingerea punctului luminos la deconectarea alimentării	obligatoriu				

Tabelul 2.2.

Unele caracteristici tehnice ale televizoarelor

Denumirea parametrului	U/M	Clasa				Observații
		I	II	III	IV	
1	2	3	4	5	6	7
Sensibilitatea limitată de zgomot	dB (mW)	—70	—66	—62	—58	$20 \lg \frac{U_s}{U_{zg}} = 26$ dB
Sensibilitatea limitată de amplificare	dB (mW)	—80	—75	—70	—65	pentru „Imagine standard“
Nivelul semnalului maxim utilizabil la intrare (fără atenuator)	dB (mW)	—15	—20	—25	—20	
Factorul de merit R.A.A.	dB	60	50	40		$20 \lg \frac{U_{ieș}}{U_{video}} =$ $= -10$ dB
Răspuns tranzitoriu						
— timpul de creștere	ns	140	150	200	—	Frecvență de repetiție a impulsurilor 31 kHz
— căderea palierului	%	5	8	10	—	Frecvența de repetiție a impulsurilor 50 Hz
Definiția imaginii :						
Pe orizontală						
— în centru	linii	500	450	400	500	
Pe verticală						
— în centru	linii	550	500	450	300	
Selectivitatea globală în domeniul :						Atenuările sînt raportate la purtătoarea de imagine
+ 8 MHz						
+ 9,5 MHz	dB	40	40	30	26	
în domeniul						
— 1,5 MHz						
— 3 MHz	dB	40	36	30	26	
Atenuarea semnalului de frecvență purtătoare sunet	dB	26	20	20	20	
Atenuarea semnalului de frecvență intermediară — pe canalele *1* și *2*	dB	36	36	36	—	
— pe celelalte canale	dB	40	40	40	—	
Atenuarea semnalului de frecvență „oglindă“	dB	50	50	50	40	
Pătrunderea semnalului de sunet în calea de imagine	dB	32	26	26	20	
Variația dimensiunilor imaginii :						
— cu încălzirea	%	4	5	8	10	2 minute la 2 ore de la pornire
— cu variația tensiunii de de alimentare	%	5	5	8	—	+ 5% — 10%

Arhiva digitala SaDAng

CAPITOLUL 3

ANTENE DE RECEPȚIE ȘI FIDERI

3.1. GENERALITĂȚI

Pentru a se asigura recepția programelor de televiziune în bune condiții, este necesar, în primul rînd, un element care să extragă o parte din energia transportată de cîmpul electromagnetic ce se propagă în spațiu. Acest cîmp, existent la locul de recepție cu o valoare sau alta, cu o polarizare sau alta, poartă informația corespunzătoare semnalelor de imagine și sunet aferent. După domeniul de frecvență în care se face transmisiunea, dictat de frecvența cu care se face radiația undelor la emisie, se va obține un cîmp, ale cărui unde electromagnetice se situează în domeniul de foarte înaltă frecvență (FIF) — unde metrice — sau ultraînaltă frecvență (UIF) — unde decimetrice.

Elementul care extrage energia din cîmp este antena de recepție. Aceasta transformă, de fapt, energia cîmpului în semnal de tensiune disponibil la bornele ei, pentru a putea fi transportat la bornele de intrare ale receptorului. Legătura între antena amplasată în cîmp, în exteriorul sau interiorul clădirii în care se află receptorul și acesta din urmă este asigurată de o linie de transmisiune numită fider.

Antenele de televiziune sînt, în general, simetrice, iar fiderul și intrarea în receptor pot fi și nesimetrice și impedanțele elementelor pot fi inegale, de aceea, la punctele de joncțiune antenă-fider și fider-receptor se introduc dispozitive care să asigure, pe de o parte, simetrizarea sau desimetrizarea (după cum este necesar) și, de asemenea, adaptarea.

Cele arătate corespund schemei din fig. 3.1, în care se văd elementele antenă-fider dintr-o instalație de recepție.

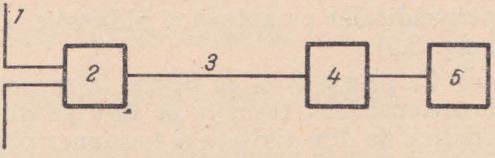


Fig. 3.1. Schema de principiu a unei legături antenă-fider într-o instalație de recepție :
1 — antena; *2* — simetrizor-adaptor; *3* — fider; *4* — receptor.

3.2. PARAMETRII ANTENELOR DE RECEPȚIE

Mărimile electrice, geometrice sau mecanice care caracterizează o antenă, prin aceea că-i indică modul de construcție, funcționare și performanțele, se numesc parametri. Dintre parametrii generali ai antenelor, cei mai importanți pentru antenele de recepție cînt enumerați în continuare.

Impedanța antenei Z_a se definește ca raportul dintre tensiune și curent la bornele antenei. În general, această impedanță este complexă, avînd atît parte rezistivă cît și reactivă. Atunci cînd antena prezintă la intrarea sa o reactanță nulă, avem de-a face cu o antenă acordată, care se comportă pur rezistiv (la frecvența la care are loc acest fenomen).

— Banda de trecere a antenei se definește, ca și la un circuit oscilant, pe curba de selectivitate, întrucît și antena prezintă o variație a impedanței sale în jurul frecvenței de rezonanță. În acest caz, însă, frecvențele f_1 și f_2 — din jurul frecvenței de rezonanță f_0 — care definesc banda B sau Δf, se consideră în situația în care $|Z_a|$ atinge valoarea pentru care pe linia de alimentare a antenei s-ar obține, din cauza dezadaptării, un factor de undă staționară egal cu 2. Se poate defini, totuși, și prin analogie directă cu circuitele oscilante luînd banda la 3 dB.

— Directivitatea antenei indică proprietățile antenei de a recepționa diferit, după diverse direcții, în cele două plane — orizontal și vertical. Majoritatea antenelor de televiziune posedă direcții privilegiate de recepție ca și direcții după care recepția este nulă sau foarte redusă. Evident, orientarea antenei trebuie să se facă după direcția de recepționare maximă (v. fig. 3.7).

— Cîștigul antenei de recepție se definește prin raportul dintre tensiunea U_1, care apare la bornele antenei considerate, introdusă în cîmp și tensiunea U_2, care apare la bornele unei antene etalon introdusă într-un cîmp de aceeași intensitate. Cîștigul este dat de expresia:

$$G = \frac{U_1}{U_2} \text{ sau, în decibeli, } g = 20 \log \frac{U_1}{U_2}. \tag{3.1}$$

Impedanța de sarcină a celor două antene trebuie să fie aceeași. Antena etalon se consideră, de obicei, antena în $\frac{\lambda}{2}$ cu caracteristică omnidirecțională într-un plan perpendicular pe antenă și bidirecțională într-un plan care conține antena (v. fig. 3.7).

— Raportul față-spate se referă la raportul dintre tensiunea obținută la bornele antenei cînd recepția se face pe direcția maximumului principal al caracteristicii de directivitate și tensiunea obținută cînd recepția se face pe direcția opusă. În această situație există, de regulă, tot o direcție privilegiată, mai puțin privilegiată însă decît prima. Acest raport se notează cu F/S și se exprimă în decibeli.

Arhiva digitala SaDAng

— Ceilalți parametri — randament, rezistență de radiație, înălțime efectivă, ca să nu mai exprimăm decît unii dintre parametrii electrici — sînt mai puțin importanți pentru antenele de recepție de televiziune.

Ca urmare, se poate spune că antenele de recepție de televiziune alese vor trebui să satisfacă o serie de deziderate, expuse în continuare :

1) Pentru a debita o putere cît mai mare în sarcină (la intrarea receptorului) trebuie să fie satisfăcută condiția de transfer maxim de putere, și anume :

— reactanțele antenei (în acest caz generator) X_a și ale sarcinii X_s trebuie să se anuleze $X_a + X_s = 0$; ținînd seamă de faptul că intrarea în receptor este, în general, rezistivă (sau ceea ce vede antena la intrarea fiderului), urmează că antena trebuie să fie acordată ($X_a = 0$);

— rezistențele antenei R_a și ale sarcinii R_s trebuie să fie egale : $R_a = R_s$. La antenă rezistența se compune din rezistențe de pierderi R_p și rezistența de radiație R_Σ. Cum la antenele de recepție $R_p = 0$, înseamnă că $R_a = R_\Sigma$. (R_Σ este luat prin analogie cu antenele de emisie, considerînd puterea radiată $P_\Sigma = R_\Sigma \cdot I_a^2$, I_a fiind curentul care alimentează antena).

2) Pentru a asigura o recepție de calitate, banda de trecere a antenei trebuie să corespundă benzii de frecvență necesară cel puțin unui canal de TV.

3) Pentru un cîmp dat la locul de recepție, antena va trebui să aibă un cîștig cît mai ridicat. Acest lucru este important în special în locurile de recepție cu cîmp de valoare redusă. Dacă se dispune de cîștig ridicat, chiar în aceste condiții recepția poate fi, dacă nu de calitate, cel puțin satisfăcătoare.

4) Întrucît, între valoarea tensiunii recepționate și lungimea de undă există o relație de directă proporționalitate, înseamnă că în benzile superioare, pentru o aceeași distanță, se va obține un semnal la intrarea receptorului mai mic decît în cazul recepționării unor canale inferioare. Din acest motiv, recepția la frecvențe mai mari implică existența unor antene cu cîștig mai ridicat.

5) Deoarece la locul de recepție pot sosi unde venind din mai multe direcții (ca urmare a reflexiilor acestora datorite obstacolelor naturale sau artificiale) sau pot fi captate și cîmpuri perturbatoare, se impune antenelor de recepție o directivitate pronunțată în ambele plane V și H, raport F/S de valoare ridicată și posibilitate de a obține chiar recepție nulă (sau foarte redusă) după anumite direcții.

În cele ce urmează se vor analiza diverse tipuri de antene și fideri împreună cu problemele de adaptare și simetrizare, care răspund parțial sau total la cerințele indicate.

3.3. ANTENE SIMPLE PENTRU RECEPȚIE

3.3.1. Antena de lungime $\frac{\lambda}{2}$ — dipol deschis

Cea mai simplă antenă folosită pentru recepționarea programelor de televiziune este antena dipol în $\frac{\lambda}{2}$. Ea se realizează din două țevi de cupru sau

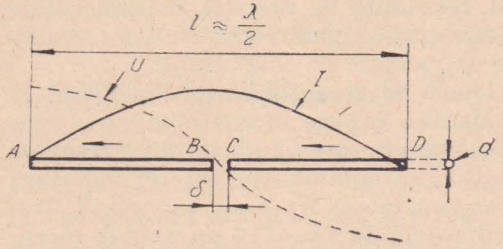


Fig. 3.2. Dipolul simplu — formă constructivă și distribuțiile tensiunii U și curentului I.

aluminiu, egale ca lungime și diametru, așezate în prelungire ca în fig. 3.2 și izolate între ele. Fiderul se leagă în punctele B și C care reprezintă bornele antenei. Distanța δ între punctele B și C (capetele celor două ramuri ale dipolului) trebuie să fie foarte mică (doar cîteva procente din λ), pentru ca să fie valabile proprietățile ce vor fi arătate în continuare. Prin lungimea antenei, notată cu l, se înțelege distanța între capetele A și D, inclusiv distanța δ. Această lungime este aporximativ egală cu $\frac{\lambda}{2}$ și de aceea antena poartă numele de dipol în $\frac{\lambda}{2}$.

Acest dipol are distribuția de tensiune și de curent arătată în fig. 3.2. Se remarcă curentul nul la capetele antenei și tensiunea maximă. Din acest punct de vedere lucrurile se petrec ca și la o linie de transmisiune de lungime $\frac{\lambda}{4}$ (cît o ramură a dipolului) în gol (v. § 3.7).

Din punctul de vedere al impedanțelor, între linia în $\frac{\lambda}{4}$ în gol și dipol există o deosebire importantă. Linia în gol nu radiază energie și, dacă neglijăm pierderile, impedanța ei este o reactanță pură. Dipolul însă radiază energie și de aceea, la bornele lui vom găsi și o componentă rezistivă.

Se demonstrează că impedanța antenei nu depinde de dimensiunile ei, ci doar de raportul dintre dimensiuni și lungimea de undă, respectiv de rapoartele $\frac{l}{\lambda}$ și $\frac{l}{d}$. De aceea, o antenă pentru canalul 2[1], care are $l \approx 2{,}42$ m, va avea aceeași impedanță ca și o antenă pentru canalul 12[2], care are $l \approx 0{,}665$ m, dacă diametrele celor două antene vor fi proporționale cu lungimile. În ambele cazuri este vorba de impedanța la lungimea de undă pentru care este construită antena.

Părțile rezistive și reactive ale impedanței dipolului $Z_a = R_a + jX_a$, unde $R_a = R_\Sigma$, variază în funcție de rapoartele l/d și l/λ, ca în fig. 3.3 și 3.4.

Se observă că la $\frac{l}{\lambda} \approx 0{,}5$, dar $\frac{l}{d} < 0{,}5$ se poate obține un dipol la care $X_a \approx 0$ și $R_\Sigma \approx 70\ \Omega$. Dar cu cît dipolul este mai gros, cu atît este nevoie de o scurtare mai pronunțată față de 0,5, ca să obținem rezonanță ($Z_a = R_\Sigma$; $X_a = 0$), iar rezistența este în continuare de valoare 70 Ω.

[1] Lungimea de undă medie a canalului 2 este 4,84 m.
[2] Lungimea de undă medie a canalului 12 este 1,33 m.

Arhiva digitala SaDAng

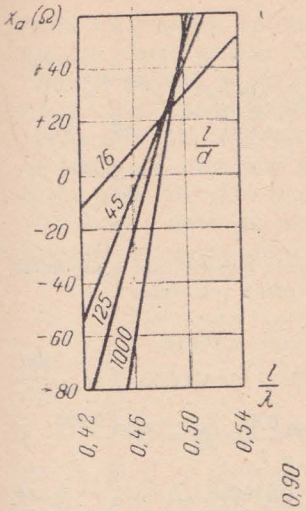


Fig. 3.3. Reactanța dipolului în funcție de raportarile l/d și l/λ.

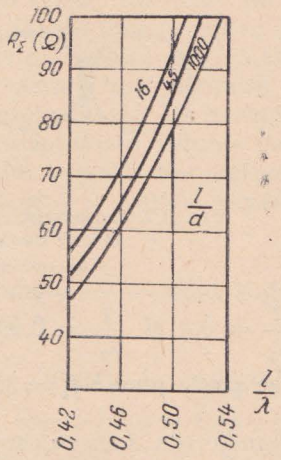


Fig. 3.4. Rezistența de radiație a dipolului în funcție de rapoartele l/d și l/λ și $\frac{l}{\lambda}$.

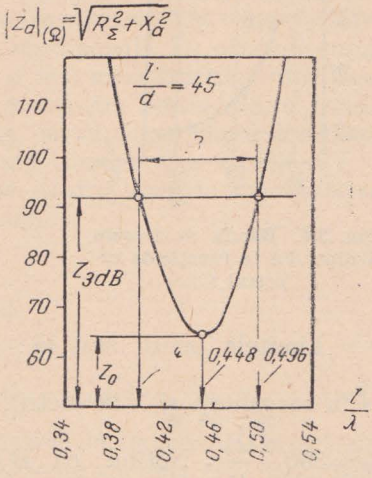


Fig. 3.5. Banda de trecere a dipolului pentru cazul $\frac{l}{d} = 45$.

Alegerea diametrului conductorului din care se face antena depinde de banda de trecere necesară pentru a trece toate componentele semnalului complet de TV.

Pentru aceasta se consideră un dipol, care pentru o lungime de undă λ_0 se prezintă ca o rezistență pură. Același dipol pentru o lungime de undă λ_1 ceva mai mică decît λ_0 va avea o reactanță inductivă (pozitivă), deoarece raportul $\frac{l}{\lambda_1}$ este mai mare decît $\frac{l}{\lambda_0}$, (v. fig. 3.3). La o altă lungime de undă λ_2, mai mare decît λ_0, dipolul va avea o reactanță capacitivă (negativă), Același raționament poate fi făcut și în frecvență. Dacă notăm cu f_0 și numim frecvență de rezonanță frecvența pentru care dipolul se prezintă ca o rezistență pură, atunci același dipol va fi capacitiv la frecvențe ceva mai mici decît f_0 și inductiv la frecvențe ceva mai mari decît f_0. În definitiv, dipolul în $\frac{\lambda}{2}$, în jurul frecvenței de rezonanță, se comportă foarte asemănător cu un circuit rezonant serie.

Prin analogie cu circuitele oscilante, se poate defini banda de trecere a antenei și, ca fiind banda de frecvență în limitele căreia caracteristica de frecvență dată de $|Z_a| = \sqrt{R_\Sigma^2 + X_a^2}$ nu variază cu mai mult de 3 dB (raport 1,41). Pentru exemplificare s-a trasat în fig. 3.5 variația impedanței Z_a pentru cazul $\frac{l}{d} = 45$.

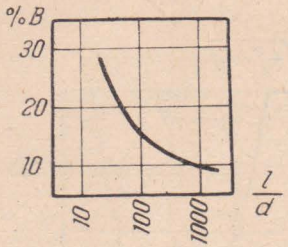


Fig. 3.6. Banda de trecere a dipolului în funcție de raportul l/d.

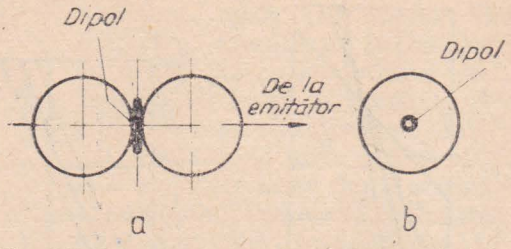


Fig. 3.7. Caracteristica de directivitate a dipolului în cele două plane principale: a — orizontal; b — vertical.

Limitele benzii sînt la: $\frac{l}{\lambda_1} = 0{,}4$ și $\frac{l}{\lambda_2} = 0{,}496$. Deoarece $f = \frac{300}{\lambda}$ (f în megaherți și λ în metri), se poate pune: $f_1 = 300\frac{0{,}4}{l}$, $f_2 = 300\frac{0{,}496}{l}$ și $f_0 = 300\frac{0{,}448}{l}$. Notînd cu B banda de trecere, se găsește $B = f_2 - f_1 = 300\frac{0{,}096}{l}$. Înlocuind $\frac{300}{l} = \frac{f_0}{0{,}448}$, se ajunge la $B = 0{,}216 f_0$. Respectiv, banda de trecere a antenei este egală cu 21,6% din frecvența centrală f_0. Dacă antena are alte rapoarte l/d, banda de trecere calculată este dată în fig. 3.6.

Caracteristica de directivitate a dipolului se prezintă ca în fig. 3.7. Întrucît în țara noastră se lucrează cu transmisiune a undelor în polarizare orizontală, dipolul va fi montat orizontal, iar ca direcție, axul său va fi perpendicular pe direcția emițătorului — pentru a se obține cîștig maxim.

Ca exemplu se arată modul de calcul al unei antene dipol în $\frac{\lambda}{2}$ pentru canalul 2 de televiziune. Limitele benzii ocupate de canalul 2, după tabelele 1.1 și 1.3, sînt $f_{min} = 58$ MHz, iar $f_{max} = 66$ MHz. Frecvența centrală, în mijlocul benzii, este $f_0 = 62$ MHz, căreia îi corespunde $\lambda_0 = 4{,}83$ m. Banda de frecvențe ocupată, aceeași pentru toate canalele, este de 8 MHz, care reprezintă, în procente din f_0, aproximativ 13%. După fig. 3.6 se găsește că raportul $\frac{l}{d}$ trebuie să fie de ordinul a 100. Din fig. 3.4 se găsește pentru raportul, $\frac{l}{d} = 100$ că antena se prezintă ca o rezistență pură pentru $\frac{l}{\lambda} = 0{,}47$. În definitiv, deci, antena va avea o lungime $l = 0{,}47 \cdot 4{,}83 = 2{,}28$ m și va fi confecționată din conductoare cu diametrul de aproximativ 2 cm. Rezistența antenei este de 70 Ω. În calculele practice rezistența dipolului în $\frac{\lambda}{2}$ la rezonanță se consideră egală cu 75 Ω.

Dacă ne-am propune să construim o antenă care să aibă o bandă de trecere suficient de largă pentru a putea recepționa mai multe canale, ajungem la următoarele concluzii: la canalele inferioare, unde banda de 8 MHz repre-

Arhiva digitala SaDAng

zintă un procent însemnat din frecvența centrală f_0, ar trebui să construim antene foarte groase. De aceea, din punct de vedere practic, la canalele inferioare o antenă poate fi făcută numai pentru 1 sau 2 canale. La canalele superioare, însă, unde banda de 8 MHz reprezintă o mai mică fracțiune din frecvența centrală, antena poate avea, în limite constructiv rezonabile, o bandă de trecere pentru mai multe canale. De exemplu, cu un singur dipol de dimensiuni potrivite pot fi recepționate aproape toate canalele din banda *III*.

Acesta este de altfel și unul din motivele pentru care se manifestă în prezent tendința de trecere la canale superioare.

3.3.2. Antena de lungime $\frac{\lambda}{2}$ — dipol îndoit

Dipolul simplu în $\frac{\lambda}{2}$, descris în paragraful precedent, are o rezistență de 75 Ω și se pretează foarte bine la fideri coaxiali de impedanță caracteristică 75 Ω. Pentru cablul-bandă de 300 Ω, rezistența antenei este mult prea mică și necesită un transformator de adaptare. Există însă un dipol, cu o construcție puțin modificată, care are o rezistență de radiație nominală de 300 Ω și care poate fi folosit direct cu banda bifilară de 300 Ω. Acest dipol poartă numele de dipol îndoit și se construiește ca în fig. 3.8. Dipolul îndoit rezultă din doi dipoli simpli, așezați paralel și la distanță mică S. Capetele dipolilor sînt scurtcircuitate între ele. De obicei se preferă construcția mai simplă dintr-o singură țeavă îndoită, ca în fig. 3.8, *b*.

Dipolul îndoit radiază la fel ca un dipol simplu, deoarece cele două ramuri sînt foarte apropiate. Notînd cu $\frac{I}{2}$ curentul într-una din ramurile dipolului îndoit, radiația lui va fi aceeași cu a unui dipol simplu parcurs de curentul I. Dacă se aplică aceeași putere P ambelor antene, generatorul care alimentează dipolul îndoit va trebui să dea o tensiune $2U$ $\left(\text{curentul este } \frac{I}{2}\right)$, iar generatorul care alimentează dipolul simplu-deschis — o tensiune U (curentul este I). Pentru dipolul simplu impedanța de intrare este: $\frac{U}{I} = Z_{dip.\,simplu}$ iar pentru dipolul îndoit, $\frac{\frac{2U}{I}}{2} = 4Z_{dip.\,simplu}$. În consecință, dipolul îndoit are o impedanță de patru ori mai mare decît dipolul simplu și, deci, în particular o rezistență de radiație de 300 Ω. În baza teoremei reciprocității, această proprietate este valabilă și la recepție.

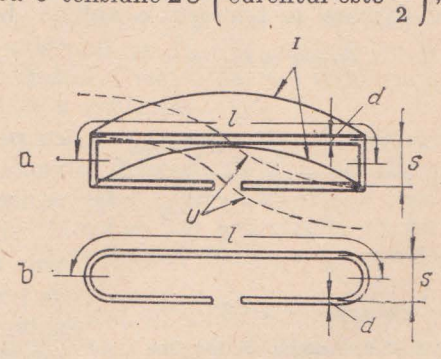


Fig. 3.8. Dipol îndoit:
a — construcție din două țevi; *b* — construcție dintr-o singură țeavă.

Din punctul de vedere al benzii de trecere, dipolul îndoit se comportă ca un dipol simplu mai gros, de diametru echivalent :

$$d_{echiv} = \sqrt{2\,dS}, \tag{3.2}$$

în care d este diametrul conductorului, iar S — distanța între cele două ramuri (fig. 3.8). Lungimea l a dipolului, care intervine în calcule, se consideră ca în fig. 3.8, ținînd seamă de racordările de la capete.

Diagrama de directivitate a dipolului îndoit este aceeași cu diagrama de directivitate a dipolului simplu.

Există posibilitatea de a se construi dipoli îndoiți, a căror impedanță să aibă și alte valori. Pentru aceasta este suficient ca cele două ramuri să se execute din conductoare cu diametre diferite. Dacă ramura la care se leagă fiderul are un diametru mai mic decît cealaltă ramură, curentul prin ea va fi mai mic și impedanța, mai mare.

Se mai poate construi și un dispozitiv cu trei ramuri, numit tripol sau dipol dublu îndoit, avînd, în general, ramura din mijloc întreruptă de borne și celelalte ramuri continue. Dacă diametrele sînt egale, impedanța este de nouă ori mai mare ca la dipolul deschis, iar în cazul diametrelor inegale se obțin factori de multiplicare ai impedanței de 75 Ω, a dipolului simplu, de alte valori.

Acești dipoli îndoiți sînt foarte răspîndiți, deoarece se pot monta mai simplu. Dat fiind că punctul median al ramurii continue are un curent mare, dar tensiune nulă, se poate lega direct, fără intermediul unui izolator la suportul de susținere al antenei, care se pune la pămînt. Ca alimentare se spune că acești dipoli sînt alimentați în curent.

3.3.3. Antena de lungime λ

Cînd trebuie să se realizeze impedanțe de intrare în antenă de valoare mai mare se folosește o antenă de lungime λ, ca în fig. 3.9. Rezistența sa este, în funcție de raportul l/d, cuprinsă între 1 și 10 kΩ.

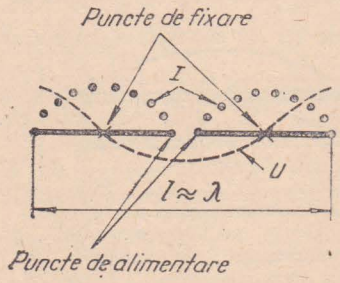


Fig. 3.9. Antena de lungime λ și distribuția curentului și tensiunii de-a lungul antenei.

Avantajul său este că poate fi utilizată cu performanțe superioare dipolului la frecvențe mai înalte, în construcții mai ușor de realizat.

Din punctul de vedere al alimentării, antena este alimentată în tensiune (într-un punct de tensiune maximă și curent minim). Fixarea antenei se poate face pe suport, legînd direct jumătățile ramurilor (unde tensiunea este minimă). Suportul se poate pune la masă.

Arhiva digitala SaDAng

3.4. ANTENĂ CU ELEMENTE PASIVE

Antenele de lungime $\frac{\lambda}{2}$ sau λ folosite ca atare nu asigură un cîştig suficient. Ele pot fi utilizate cu succes doar la distanţe mici faţă de emiţător, unde cîmpul este de valoare ridicată şi unde nu apar trasee multiple de propagare, care dau imagini multiple sau perturbaţii jenante.

Pentru recepţii satisfăcătoare în condiţii mai dificile sînt necesare antene cu cîştig ridicat şi cu caracteristică de directivitate de o formă impusă. Se pot obţine antene aşa numite directive, dacă se asociază la o antenă simplă (un element activ) o serie de elemente nealimentate — pasive — dispuse paralel de o parte sau în ambele părţi ale elementului activ. Acestea se numesc antene cu elemente pasive sau la număr mare de elemente — antene canal de undă. Uneori se foloseşte numele celor care s-au ocupat de elaborarea şi ameliorarea lor: Yagi şi Uda.

Acţiunea dipolilor pasivi poate fi explicată în felul următor: în prezenţa unui cîmp electromagnetic, dipolul pasiv devine sediul unor curenţi induşi. Ca urmare, el va începe să radieze ca orice conductor parcurs de curent. Altfel spus, dipolul pasiv funcţionează ca o antenă de recepţie, colectînd o anumită putere, pe care apoi o radiază ca o antenă de emisie, cu excepţia unor pierderi în rezistenţa proprie. În anumite condiţii, radiaţia suplimentară a dipolului pasiv poate produce un cîştig de putere la bornele dipolului activ.

Se disting două tipuri de dipoli pasivi, şi anume:

— reflectori, notaţi cu *R*, care se aşază în spatele dipolului activ (DA) faţă de sensul din care se face recepţia (fig. 3.10, *a*); reflectorii au lungimi mai mari decît dipolul activ şi, deci, din punct de vedere electric sînt inductivi;

— directori, notaţi cu *D*, care se aşază în faţa dipolului activ; au lungimi mai mici decît dipolul activ şi deci sînt capacitivi (fig. 3.10, *b*).

Un cîştig mai mare se poate obţine combinînd acţiunea a doi directori, a unui director şi a unui reflector sau a unui reflector şi a mai multor directori. Numărul directorilor poate ajunge chiar pînă la 10—12. Antene cu şi mai mulţi reflectori nu se folosesc, deoarece creşterea mai departe a numărului reflectorilor nu duce la o creştere apreciabilă a cîştigului.

Cîştigul antenelor cu elemente pasive nu este proporţional cu numărul de elemente, în sensul că dacă, de exemplu, un director asigură un cîştig egal cu 3, doi directori nu dau niciodată un cîştig egal cu 6, ci mai mic. Aceasta se explică prin interacţiunea dintre elemente. De aici rezultă că nu este util să se mărească exagerat numărul de elemente, deoarece antena se complică şi cîştigul creşte lent.

Prezenţa elementelor pasive, în afară de faptul că duce la o creştere a cîştigului, duce în acelaşi timp şi la o modificare a impedanţei antenei. Acest lucru poate fi explicat simplu, considerînd dipolul activ împreună

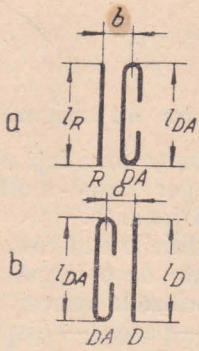


Fig. 3.10. Antenă cu elemente pasive:
a — cu reflector; *b* — cu director.

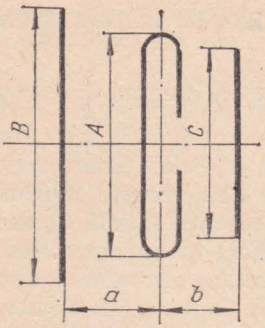


Fig. 3.11. Antene Yagi construite în R.S. România.

cu dipolii pasivi ca un sistem de circuite cuplate; la bornele dipolului activ impedanța totală rezultă din impedanța proprie însumată cu impedanțele reflectate de dipolii pasivi. În general, prezența dipolilor pasivi are ca efect o micșorare a rezistenței de radiație.

Pentru a ilustra variația parametrilor, care apare la asocierea cu elemente pasive, se dau cîteva cifre. De exemplu: pentru o antenă dipol cu reflector cîștigul variază între 3 și 5 la o distanță corespunzătoare a reflectorului față de elementul activ de $0{,}4 \cdot l/\lambda$, respectiv $0{,}15\ l/\lambda$. În cazul directorului, cîștigul variază de la 2 la 6 pentru aceleași distanțe. În același timp, însă, se schimbă și impedanța de intrare. De exemplu, rezistența de radiație scade față de 75 Ω la dipolul deschis, la aproximativ 15—20 Ω în situația cîștigului maxim dat de asocierea cu un reflector sau un director. În plus, banda de trecere se îngustează.

Din aceste motive este recomandabil să se facă elementele active de grosimi mai mari și din dipoli îndoiți cu diametre chiar inegale — pentru a putea realiza bandă acceptabilă și o scădere a rezistenței la valoarea convenabilă pentru adaptare.

Antenele cu elemente pasive, mai ales cînd se asociază mai multe elemente, asigură o caracteristică de directivitate ascuțită, un cîștig sporit și un raport față-spate mare.

În R.S. România se construiesc, în general, antene cu trei elemente, ca cele din fig. 3.11.

Dimensiunile antenelor din fig. 3.11 sînt date în tabelul 3.1.

Dat fiind numărul mare de elemente variabile, antenele cu elemente pasive se pot construi în multe variante, care diferă între ele prin cîștig, raport față-spate sau rezistență de radiație. În general, se urmărește obținerea unui compromis satisfăcător pentru toți cei trei parametri ai antenei. Pentru orientare se dau în tabelul 3.2 o serie de exemple tipice. Cîștigul antenelor

Arhiva digitala SaDAng

Tabelul 3.1

Dimensiunile principale ale antenelor fabricate în R.S.R.

Canalul de TV	Lungimea dipolului	Lungimea directorului	Lungimea reflectorului	Lungimea brațului director	Lungimea brațului reflector
	A mm	*C* mm	*B* mm	*b* mm	*a* mm
I	2 760	2 340	3 350	600	900
II	2 340	2 000	2 840	510	760
III	1 790	1 550	2 200	395	590
IV	1 620	1 400	2 000	355	535
V	1 510	1 290	1 830	330	490
VI	815	690	990	180	270
VII	780	660	950	170	255
VIII	745	630	905	160	240
IX	720	610	870	155	230
X	690	585	840	150	225
XI	665	560	805	145	220
XII	640	545	780	140	215

Tabelul 3.2

Antene cu elemente pasive

Tipul de antenă	Lungimea elementelor					Distanța între elemente	*G* dB	$\frac{R}{\Omega}$
	DA	*R*	D_1	D_2	D_3			
DA+R	0,47	0,49				0,15	5,3	25
DA+R	0,47	0,5				0,15	4,3	30
DA+D	0,47		0,47			0,1	5,5	14
DA+D	0,47		0,45			0,1	4,6	26
DA+R+D	0,47	0,5	0,45			0,1	7	5
DA+R+D	0,47	0,505	0,456			0,2	9	18
DA+R+D	0,47	0,5	0,456			0,25	9	30
DA+R+D_1+D_2	0,47	0,5	0,45	0,445		0,2	10	13
DA+R+D_1+D_2+D_3	0,47	0,5	0,45	0,445	0,444	0,2	11	10

este dat în decibeli. Pentru dipolul activ s-a considerat o lungime de 0,47 λ ținînd seamă de diametrele uzuale, folosite la confecționarea antenelor.

Antenele cu număr mare de directori se construiesc, de obicei, cu directori de egală lungime și așezați la egală distanță. În general, cu cît crește numărul lor, cu atît condițiile optime se realizează pentru o lungime mai mică. În tabelul 3.3 se dă lungimea optimă a directorilor în funcție de numărul lor, ca rezultat al unor determinări experimentale. Distanța între directori, în cazul acestor antene, este de ordinul a $\frac{\lambda}{3}$. Se folosește totdeauna, un

Tabelul 3.3

Lungimea optimă a directorilor în funcție de numărul lor

Nr. directoare	Lungimea optimă
5	0,434
7	0,423
10	0,42
20	0,407

singur reflector, de obicei la 0,25 λ, deoarece astfel se obține o rezistență de radiație mai mare.

3.5. ANTENE DE CAMERĂ

În apropierea emițătorului, cîmpul electromagnetic este suficient de puternic în multe cazuri pentru ca recepția să fie posibilă cu antene de construcție mult mai simplă, montate chiar în cameră, dacă receptorul e bine ecranat și nu captează direct.

Există o mare varietate de tipuri de antene de cameră, dar, în principiu, toate se reduc la dipoli simpli sau îndoiți, a căror funcționare este cunoscută.

Un exemplu se arată în fig. 3.12. Antena este construită dintr-o bucată de bandă bifilară de 300 Ω. Se obține un dipol îndoit, care se adaptează exact la banda de 300 Ω folosită drept fider. Acest tip de antenă are banda de trecere mai mare și adaptare mai bună decît alte antene de cameră. O antenă de cameră din țevi metalice telescopice se arată în fig. 3.13. Este vorba tot de un dipol, dar ale cărui ramuri nu sînt în prelungire. Modificînd lungimea țevilor și unghiul se obține acordul pe lungimea de undă dorită.

La folosirea antenelor de cameră trebuie să se țină seamă de cîteva elemente specifice, și anume o antenă de cameră nu poate fi considerată ca antenă în spațiu liber și de aceea proprietățile ei sînt considerabil influențate de obiectele din cameră, de distanța pînă la pereți etc. Pe de altă parte, nici cîmpul electromagnetic în interiorul unei camere nu mai are structura simplă a unei unde plane în spațiul liber. Cîmpul electromagnetic poate să varieze mult ca intensitate și direcție. De aceea, numai prin încercări este posibil să se găsească o poziție convenabilă, în care recepția să fie satisfăcătoare. Uneori această poziție trebuie schimbată dacă se schimbă aranjamentul mobilelor din cameră. La recepția cu antenă de cameră, rezultatele cele mai proaste se obțin în clădirile mari, cu pereți din beton armat — care constituie adevărate ecrane — în special pentru camerele de la parter, sau pentru cele care dau spre curți interioare.

La cele de mai sus mai trebuie adăugat faptul că raportul semnal/zgomot este cu mult mai defavorabil pentru antena de cameră decît pentru antena

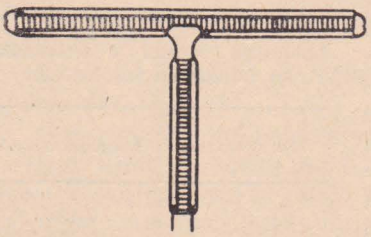


Fig. 3.12. Antenă de cameră din dipol îndoit realizat cu linie bifilară.

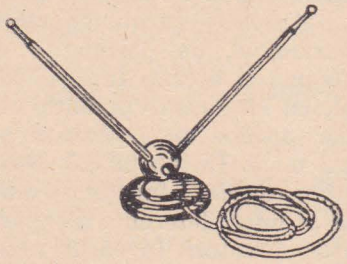


Fig. 3.13. Antenă de cameră telescopică.

Arhiva digitala SaDAng

exterioară. Perturbațiile industriale provocate de bujiile motoarelor cu explozie, tramvaie, rețelele electrice de distribuție, sînt de mai mare intensitate la nivelul solului, și de mai mică intensitate la înălțimile la care se plasează, de obicei, antenele exterioare.

3.6. ANTENE SPECIALE DE TELEVIZIUNE

Ca antene speciale de televiziune se tratează antenele destinate recepționării benzilor *IV* și *V*, antenele necesare recepției la mare distanță, cele care să asigure recepționarea simultană a mai multor canale, cele colective etc.

3.6.1. Antene pentru UIF

În UIF se pun două probleme speciale antenelor de recepție de televiziune. Din cauza scăderii tensiunii culese din cîmp cu λ este nevoie de antene de cîștig ridicat. Pe de altă parte, este bine ca antenele să poată recepționa toate canalele din benzile *IV* și *V*, deci să fie de bandă largă.

Dintre antenele care asigură aceste cerințe se pot menționa: antena în V, antena rombică, antena cu reflector în unghi, antena fantă, antena horn, antena elice etc.

Antena în V, care se folosește și în radiocomunicații, poate da un cîștig mare. Cîștigul depinde de deschiderea antenei (unghiul α) și de lungimea normată a laturilor l/λ (fig. 3.14).

Din antena în V derivă și *antena rombică*, arătată în fig. 3.15. Aceasta este o antenă nerezonantă; funcționează ca o linie terminată pe impedanța caracteristică. În consecință este o antenă aperiodică care recepționează semnale de orice frecvență. Cîștigul acestei antene crește cu raportul $\frac{l}{\lambda}$, l fiind lungimea unei laturi. O oarecare complicație în folosirea acestei antene o constituie impedanța de intrare relativ mare (de ordinul a 800 Ω). Și aici există un unghi optim, ca și o lungime optimă pentru un cîștig maxim.

Un alt tip de antenă, de mare cîștig este *antena cu reflector în unghi*, arătată în fig. 3.16. Reflectorul este constituit din două plăci metalice egale, care formează între ele un unghi. Între cele două plăci, pe bisectoarea unghiului și paralel cu dreapta de intersecție a plăcilor se așază un dipol în $\lambda/2$, care este elementul activ al antenei. Pentru a se micșora greutatea antenei și rezistența la vînt, în loc de două plăci se folosesc grătare din vergele metalice

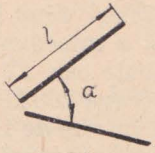


Fig. 3.14. Antenă în V.

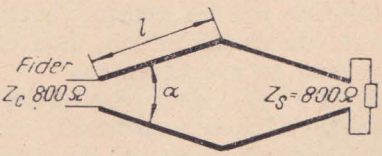


Fig. 3.15. Antenă rombică.

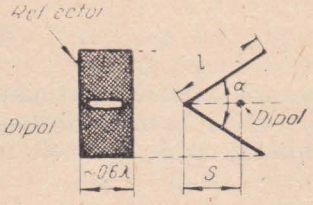


Fig. 3.16. Antenă cu reflector în unghi.

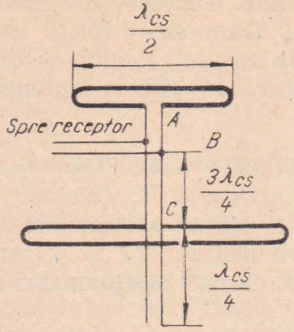


Fig. 3.17. Conectarea a două antene din benzi diferite cu sistem de separație.

paralele cu dipolul. Cîștigul crește pe măsură ce se micșorează unghiul de deschidere, dar în același timp cresc și dimensiunile antenei. De obicei se folosesc antene cu unghi de deschidere 60 sau 90° și chiar antene cu reflectori plani ($\alpha = 180°$) care rezultă la limită.

3.6.2. Antene pentru recepția mai multor canale

O dată cu răspîndirea programelor de televiziune se pot transmite simultan pentru o regiune, două sau mai multe programe pe canale diferite. Sînt indicate, deci, antene care să poată asigura acest lucru.

Dacă se pune problema recepționării unui canal din banda *I* și a unui canal din benzile *III* sau *IV*, se ajunge la soluția arătată în fig. 3.17. Doi dipoli, fiecare dimensionați pe canalul respectiv, se conectează în paralel pe același fider. În loc de doi dipoli, se pot pune, evident, două antene cu elemente pasive, dacă este nevoie de un cîștig mai mare. Fiecare antenă poate avea orientarea necesară, spre emițătorul respectiv. O legare directă în paralel are neajunsul că antena de pe canalul inferior recepționează și ea semnale de pe canalul superior și strică caracteristica de directivitate a sistemului. De aceea se folosește o legare în paralel ceva mai complicată, prin care se scurtcircuitează antena de pe canalul inferior, la frecvențele canalului superior. Funcționarea este următoarea : la lungimea de undă λ_{cs} (canal superior) linia în $\frac{\lambda_{cs}}{4}$ scurtcircuitează antena pentru canalul inferior. În același timp în punctul *B*, unde se conectează fiderul, linia dinspre *C* prezintă o impedanță infinită.

De curînd au apărut antene care pot recepționa toate cele 12 canale din benzile *I*, *II* și *III*, deci cu o lățime de bandă de aproape 200 MHz. Ea asigură un cîștig de aproximativ 8 dB și are o impedanță de intrare de 120—130 Ω, simetrică. O formă — numită antenă logaritmică cu dinți trapezoidali — este arătată în fig. 3.18.

Arhiva digitala SaDAng

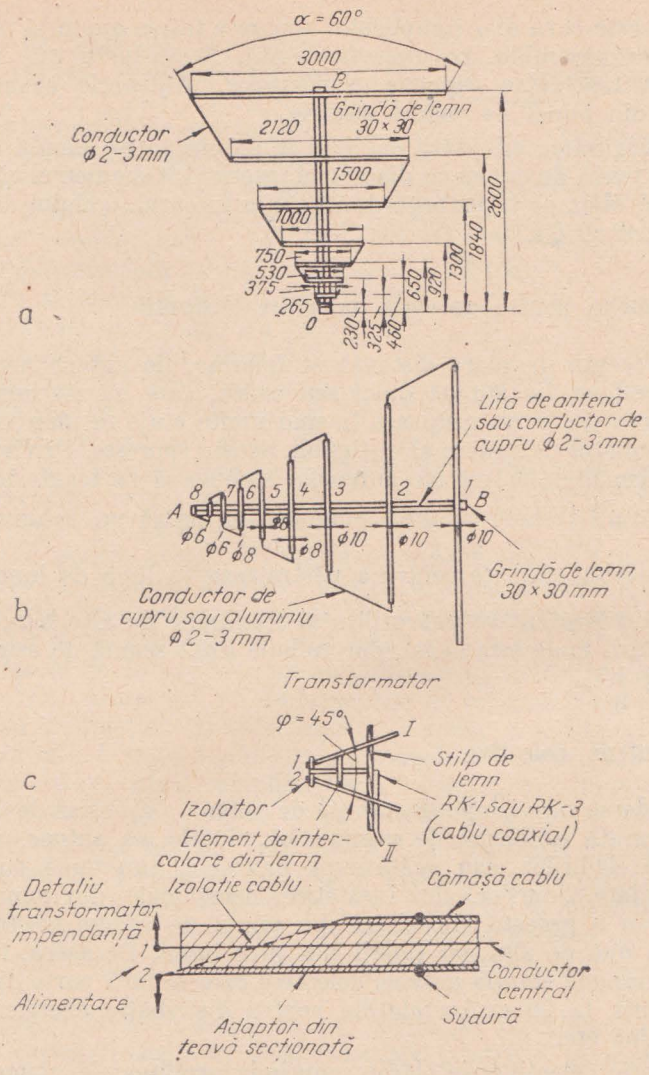


Fig. 3.18. Antenă logaritmică cu dinți trapezoidali:
a — lungimi și distanțe; *b* — diametrele elementelor; *c* — montarea pe suport și alimentarea cu fiderul cu adaptor.

Aceste antene logaritmice se bazează pe faptul că lungimea diverselor elemente corespunde tuturor canalelor de recepționat. În domeniul canalelor inferioare lucrează elementele de lungime mare ca elemente acordate, iar pe canalele superioare funcționează în principal, elementele de lungime mică.

Funcționarea este ceva mai complicată, deoarece într-o anumită măsură antena lucrează ca ansamblu, pe orice frecvență. Acest lucru este realizat prin legăturile electrice între capetele elementelor. Mijloacele elementelor sînt legate și ele din punct de vedere electric.

Pentru asigurarea adaptării cablului la antenă într-o bandă atît de mare se folosește o țeavă de cupru cu diametrul interior cît diametrul cămășii cablului, secționată oblic pe o distanță de 800 mm în cazul cablului de tip PK—1 avînd diametrul Φ 6/8 mm (v. fig. 3.18, *c*).

3.6.3. Antene pentru recepția la mare distanță

Pentru recepția la mare distanță se folosesc, fie antene nerezonante de tipul celei rombice, fie antene dipol sau cadru, care au un număr mare de elemente pasive și care se grupează în mai multe etaje în plan vertical și orizontal. Din punctul de vedere al cîștigului, acesta sporește. Privitor la alimentare, toate elementele active ale antenelor trebuie să fie legate în fază. Deci, liniile de legătură trebuie să aibă lungimea $\frac{\lambda}{2}$, ca să nu schimbe impedanțele, dar vor trebui răsucite pentru a păstra faza (o linie de lungime $\frac{\lambda}{2}$ defazează cu 180°). Evident se pot utiliza și tronsoane de alte lungimi pentru a asigura adaptări, unde este cazul, dar trebuie ținut seamă de asigurarea fazei necesare (v. § 3.7).

3.6.4. Antene colective

Cu extinderea televiziunii, instalația de antenă a ajuns să devină în marile orașe o adevărată problemă de urbanistică. Sutele de antene, așezate perie pe acoperișul clădirilor, sau agățate pe balcoane, împreună cu fiderii care mătură suprafața zidurilor, sînt inestetice, neraționale din punct de vedere economic și au o proastă eficacitate din punct de vedere electric: antenele se maschează una pe alta, iar fiderii sînt prea lungi. De aceea, în ultimii ani începe să se impună soluția antenei colective care să facă parte din instalațiile fixe ale clădirii, la fel ca instalațiile pentru distribuția energiei electrice, a apei, a gazului etc.

O instalație colectivă de clădire cuprinde următoarele elemente, arătate în fig. 3.19:

— o singură antenă, pe acoperișul clădirii;
— un fider de coborîre în interiorul clădirii;
— un amplificator de antenă;
— o cutie de ramificație prin care semnalul de la ieșirea amplificatorului se împarte spre coloanele principale;
— coloanele principale de distribuție care străbat clădirea, de preferință pe direcție verticală;

Arhiva digitala SaDAng

— cutiile de distribuție pe coloane, de la care se iau distribuțiile spre apartamente;

— cutiile terminale de apartament, la care se conectează televizoarele;

— cutiile terminate de coloană, care asigură terminația coloanelor pe impedanța lor caracteristică.

Schema de principiu arătată în fig. 3.19 poate să apară și în alte variante mai mult sau mai puțin complicate. În cazul clădirilor mai mici și la distanțe mici față de emițător, este posibil ca antena să recepționeze un semnal suficient de puternic și să nu mai fie nevoie de amplificator. La instalațiile foarte mari se montează încă o antenă și încă un amplificator ca grup de rezervă pentru avarie. De multe ori antena colectivă de televiziune se asociază cu antena colectivă de radio pentru a folosi în comun distribuția în interiorul clădirii. În acest caz cutiile de distribuție cuprind și filtrele de separare a celor două categorii de semnale.

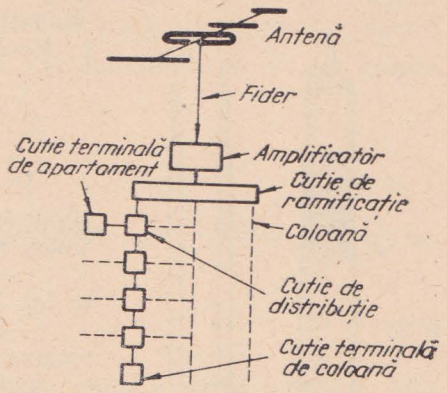


Fig. 3.19. Schema de principiu a unei instalații de antenă colectivă.

Amplificatorul de antenă este un amplificator de înaltă frecvență, de obicei de tipul cascod, urmat sau nu de un număr de repertoare catodice, în funcție de puterea instalației. Fiecare repetor catodic alimentează o coloană. Dacă instalația este de putere mai mică, coloanele se cuplează la amplificator prin transformatoare. Dacă amplificatorul lipsește, ramificația coloanelor trebuie făcută astfel, încît să nu se strice adaptarea cu fiderul de antenă.

Distribuțiile la apartamente care pleacă de la coloanele principale trebuie făcute avîndu-se, de asemenea, în vedere propagarea pe coloană. În plus, trebuie să se mai țină seamă de încă un fapt : instalația în ansamblul ei nu trebuie să fie deranjată, pe cît posibil, de eventualele defecte ale unui singur televizor și a racordului respectiv (oscilații parazite, scrutcircuite la bornele de antenă etc.).

Coloana principală se termină în partea de jos pe rezistențe fixe, egale cu impedanța caracteristică a cablului respectiv, pentru a se asigura propagarea în regim de undă progresvă fără reflexii (v. § 3.7).

Calculul unei instalații de antenă colectivă se face plecînd de la semnalul minim necesar la bornele de antenă ale unui televizor, pentru obținerea unei imagini de bună calitate. Se ține seamă aici de faptul că televizoarele pot fi de diverse calități și deci trebuie să se asigure recepția și celor de calitate medie. Se calculează apoi suma tuturor atenuărilor introduse de derivații și cabluri. Se deduce apoi cîștigul care trebuie realizat de către amplificator și antenă. În toate cazurile se alege o antenă cu cîștig mare pentru a se îmbunătăți raportul semnal-zgomot. Evident, tot acest calcul presupune că se

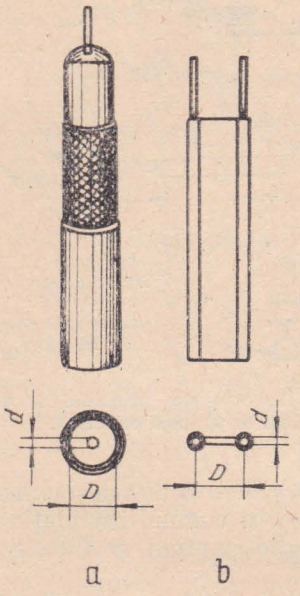


Fig. 3.20. Fideri folosiți în televiziune: *a* — cablu coaxial; *b* — bandă bifilară.

cunoaște intensitatea cîmpului radiat de emițător la locul recepției.

3.7. LINII DE TRANSMISIUNE. FIDERI

În practica antenelor de recepție de televiziune se folosesc două tipuri de linii de transmisiune, și anume:

— cablul coaxial (a cărui construcție se arată în fig. 3.20, *a*);

— linia paralelă, sau bandă bifilară de televiziune (a cărei construcție se arată în fig. 3.20, *b*).

Cablul coaxial este o linie de transmisiune, asimetrică, iar banda bifilară o linie de transmisiune simetrică.

Să considerăm o linie de transmisiune la intrarea căreia se aplică o forță electromotoare. Prin cele două conductoare ale liniei vor începe să circule curenți, iar între conductoarele liniei apare o tensiune. Curentul și tensiunea, care au apărut la început la bornele de intrare în momentul conectării generatorului se propagă pe linie cu o viteză finită, pe care o vom nota cu v. Această viteză este egală cu viteza luminii c numai dacă linia este izolată în aer (mai exact în vid). O linie de transmisiune izolată în aer este, de exemplu, o linie telefonică sau o linie coaxială formată din două țevi concentrice. Dacă între cele două conductoare ale liniei există un dielectric — diferit de aer — *viteza de propagare* v este totdeauna mai mică decît c. Se demonstrează că

$$v = \frac{c}{\sqrt{\mu_r \varepsilon_r}}, \qquad (3.3)$$

unde ε_r este constanta dielectrică relativă a dielectricului dintre cele două conductoare ($\mu_r = 1$). Relația este valabilă numai dacă întregul cîmp electric se stabilește exclusiv în spațiul dintre conductorul interior și cel exterior, umplut în întregime cu dielectric. Cablurile coaxiale uzuale la noi au ca dielectric polietilena, pentru care $\varepsilon_r = 2{,}25$ și deci $v = \frac{c}{\sqrt{2{,}25}} = 0{,}66\ c$. Așadar, viteza de propagare pe cablurile coaxiale izolate cu polietilenă este de 200 000 km/s. La banda bifilară de televiziune situația este oarecum diferită, deoarece nu tot cîmpul electric dintre conductoare este localizat în dielectric; parte se închide și în aer. Astfel, viteza de propagare este ceva mai mare decît aceea dată de relația (3.3), dar mai mică totuși decît c. Pentru banda bifilară folosită la noi $v = 0{,}83\ c$.

Arhiva digitala SaDAng

O consecință a faptului că viteza de propagare este diferită de c este că și lungimea de undă măsurată pe linie diferă de lungimea de undă în spațiu liber. Plecînd de la relația de bază: $\lambda = \frac{v}{f}$ și înlocuind pe v din relația (3.3), se găsește:

$$\lambda = \frac{1}{\sqrt{\varepsilon_r}} \frac{c}{f}$$

Notînd cu λ_0 lungimea de undă în spațiul liber $\lambda_0 = \frac{c}{f}$, găsim: $\lambda = \frac{1}{\sqrt{\varepsilon_r}} \lambda_0$.

Sub formă și mai generală putem pune:

$$\lambda = k\ \lambda_0, \tag{3.4}$$

k fiind coeficientul de scurtare a lungimii de undă și avînd valorile: 0,66, pentru cablurile coaxiale și 0,83, pentru banda bifilară. Firește că pentru cablurile sau benzile bifilare cu alt tip de dielectric coeficienții de scurtare sînt diferiți. Ca exemplu, de aplicare a relației (3.4) să calculăm lungimea fizică a unor linii de transmisiuni, a căror lungime electrică trebuie să fie egală cu $\frac{\lambda}{4}$ la frecvența de 62 MHz (frecvența centrală a canalului 2). Lungimea de undă λ_0 în spațiul liber este: $\lambda_0 = \frac{300}{62} = 4{,}84$ m, iar $\frac{\lambda_0}{4} = 1{,}21$ m.

Dacă linia este un cablu coaxial, lungimea ei trebuie să fie $0{,}66 \times 1{,}21 = 0{,}8$ m. O buclă de bandă bifilară ar trebui să aibă lungimea $0{,}83 \times 1{,}21 = 1$ m. În sfîrșit, dacă ne-am confecționa o linie din două bare paralele (deci o linie izolată în aer), lungimea ei ar trebui să fie tocmai 1,21 m.

Impedanța caracteristică a unei linii este un parametru al liniei însăși și nu depinde de lungimea ei. Pentru toate tipurile de linii ea se poate calcula cu relația $Z_c = \sqrt{\frac{L}{C}}$, în care C este capacitatea pe unitatea de lungime a liniei, iar L, inductanța pe unitatea de lungime. Impedanțele caracteristice ale cablurilor coaxiale sînt relativ mici (la cabluri C este mare și L mic) de ordinul a 50—100 Ω. La benzile bifilare impedanțele caracteristice sînt mai mari (C mic și L mare) de ordinul a 100—300 Ω. În televiziune cele mai folosite linii de transmisiuni sînt cablurile coaxiale de 75 Ω și benzile bifilare de 300 Ω impedanță caracteristică.

În funcție de modul cum este terminată linia — pe impedanța caracteristică sau pe o impedanță diferită de impedanța caracteristică — se deosebesc două regimuri de funcționare: funcționare în regim de undă progresivă și funcționare în regim de unde staționare.

Funcționarea în regim de undă progresivă se realizează numai dacă linia este terminată pe impedanța caracteristică. Ea se caracterizează prin aceea că pe linie există doar o undă directă. Tensiunea și curentul pe linie scad progresiv, pe măsură ce ne depărtăm de la generator, după o lege exponențială. Această scădere sau atenuare este o proprietate a liniei, dată pentru fiecare

tip de linie de către fabricile constructoare. Atenuarea se datorește pierderilor în conductoare și în dielectric; ea crește cu frecvența. Pentru cablurile coaxiale și benzile bifilare de fabricație sovietică folosite la noi atenuarea pe unitatea de lungime este dată în tabelele 3.4 și 3.5 iar pentru cele de fabricație indigenă în tabelele 3.6 și 3.7 de la p. 91, 92.

Funcționarea în regim de unde staționare se realizează totdeauna dacă impedanța terminală nu este egală cu impedanța caracteristică. Ea se caracterizează prin prezența undelor reflectate. Undele reflectate se însumează pe linie cu cele directe și astfel unda rezultantă pe linie prezintă maxime și minime succesive $\left(\text{un maxim fiind distanțat de minimul următor la } \frac{\lambda}{4}\right)$ cu atît mai pronunțate, cu cît unda reflectată este mai mare. În cazul reflexiei totale minimele tind spre zero, iar maximele la valori egale cu de două ori valoarea undei directe. Acest lucru este explicabil, deoarece unda directă fiind egală cu unda reflectată, în punctele unde cele două unde se însumează în fază, unda rezultantă este dublă, iar acolo unde se însumează în antifază, unda rezultantă este nulă.

Un caz tipic se arată în fig. 3.21.

Atenuarea pe liniile de transmisie de bună calitate, folosite în televiziune, este, în general, destul de mică și trebuie să ținem seamă de ea doar în cazul cînd lungimea liniei este mult mai mare decît lungimea de undă. Pentru liniile scurte, de lungime comparabilă cu λ, atenuarea se poate neglija în toate cazurile. De aceea, în practică vom considera toate segmentele scurte de linie ca fiind fără pierderi.

La reflexie totală minimele se transformă în nuluri, așa cum se arată, de exemplu, în fig. 3.22, *a*, pentru o linie în gol și în fig. 3.22,*b*, pentru o linie în scurtcircuit la capăt. La linia în gol curentul este nul la capăt, apoi crește

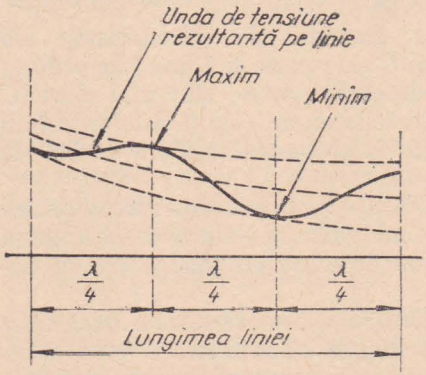


Fig. 3.21. Maxime și minime ale undei de tensiune pe o linie cu pierderi în regim de undă staționară.

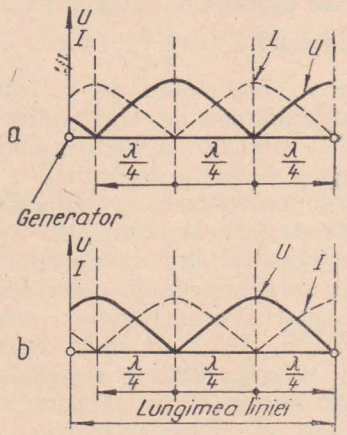


Fig. 3.22. Distribuția curentului și tensiunii pe o linie fără pierderi:
a — linie în gol; *b* — linie în scurtcircuit.

Arhiva digitala SaDAng

după o lege de variație sinusoidală și ajunge maxim la o distanță egală cu $\frac{\lambda}{4}$. Se anulează din nou la o distanță egală cu $\frac{\lambda}{2}$, apoi variația se repetă. Tensiunea pe linie este maximă la capăt și se anulează la o distanță egală cu $\frac{\lambda}{4}$. La linia în scurtcircuit variația curentului și a tensiunii se face după aceeași lege, cu deosebirea că la capăt tensiunea este nulă și curentul maxim.

Impedanța de intrare a unei linii fără pierderi se poate calcula cu relația :

$$Z_i = Z_c \frac{Z_s + jZ_c \operatorname{tg}\left(\frac{2\pi}{\lambda} l\right)}{Z_c + jZ_s \operatorname{tg}\left(\frac{2\pi}{\lambda} l\right)}; \tag{3.5}$$

în care Z_i este impedanța la intrare; Z_s — impedanța de sarcină; Z_c — impedanța caracteristică a liniei; λ — lungimea de undă pe linie (calculată cu relația 3.4), iar l — lungimea liniei; l și λ trebuie exprimate în aceleași unități. Cîteva cazuri particulare care se pot deduce din relația (3.5) prezintă un mare interes practic.

Linia terminată pe impedanța caracteristică. Dacă $Z_s = Z_c$, se găsește din relația (3.5) că $Z_i = Z_c$, impedanța la intrarea liniei este egală chiar cu impedanța caracteristică. Această concluzie în particular este valabilă chiar și atunci cînd se ține seamă de pierderi, deci pentru o linie oricît de lungă.

Linia terminată în scurtcircuit. Dacă $Z_s = 0$, impedanța de intrare este o reactanță pură :

$$Z_i = jZ_c \operatorname{tg}\left(\frac{2\pi}{\lambda} l\right), \tag{3.6}$$

care variază în funcție de raportul $\frac{l}{\lambda}$, ca și tangenta trigonometrică. Liniile în scurtcircuit se prezintă ca o reactanță inductivă pentru $0 < \frac{l}{\lambda} < \frac{1}{4}$ și capacitivă pentru $\frac{1}{4} < \frac{l}{\lambda} < \frac{1}{2}$, apoi variația se repetă. Pentru l egal cu $\frac{\lambda}{4}$ linia prezintă o reactanță infinită, iar variația reactanței în jurul acestei valori este asemănătoare cu variația reactanței unui circuit rezonant derivație. La $l = \frac{\lambda}{2}$ se obține o rezonanță de tip serie. Aceste proprietăți ale liniei în scurtcircuit permit folosirea ei ca element de circuit în domeniul frecvențelor ultraînalte în locul inductanțelor sau a capacităților obișnuite la frecvențe mai joase. La fel, o linie în scurtcircuit se folosește ca circuit acordat, cu rezonanță de tip serie sau derivație, în locul circuitelor acordate obișnuite. În mod practic impedanța la rezonanța derivație nu este infinită — pentru că există

pierderi — ci foarte mare, mult mai mare decît aceea care se obține la rezonanța unui circuit derivație cu inductanță și capacitate. De aceea, o linie în scurtcircuit de lungime $\frac{\lambda}{4}$ este echivalentă cu un circuit oscilant care ar avea un factor de calitate excepțional de mare. Se poate ajunge la factori de calitate de ordinul miilor. Acest lucru justifică folosirea segmentelor de linie pentru asemenea scopuri.

Linia terminată în gol. Dacă $Z_s = \infty$, impedanța de intrare devine:

$$Z_i = jZ_k \operatorname{ctg}\left(\frac{2\pi}{\lambda} l\right), \tag{3.7}$$

care variază în funcție de raportul $\frac{l}{\lambda}$, ca și cotangenta trigonometrică. Deci se constată că linia în gol realizează aceleași proprietăți ca și linia în scurtcircuit, dar la alte lungimi. Rezonanța serie are loc la $l = \frac{\lambda}{4}$, iar rezonanța derivație, la $l = \frac{\lambda}{2}$.

Linia de lungime $\frac{\lambda}{2}$. Dacă $l = \frac{\lambda}{2}$, $\operatorname{tg}\left(\frac{2\pi}{\lambda} l\right) = \operatorname{tg}\pi = 0$ și deci $Z_i = Z_s$. Impedanța de intrare a unei linii egală cu $\frac{\lambda}{2}$ este totdeauna egală cu impedanța de sarcină. Altfel spus, linia în $\frac{\lambda}{2}$ reproduce la bornele de intrare impedanța de la ieșire. Proprietatea este valabilă și pentru alte lungimi multiplu întreg de $\frac{\lambda}{2}$.

Tabelul 3.4

Caracteristicile cablurilor coaxiale de fabricație sovietică[1])

Tipul cablului	Conductorul interior	Z_c Ω	C pF/m	Atenuarea, în dB/m, la frecvența	
				100 MHz	300 MHz
PK-19	1×0,68	51	105	0,196	0,318
PK-29	1×1,37	50	105	0,112	0,198
PK-47	7×0,71	52	101	0,086	0,146
PK-28	7×0,71	52	101	0,086	0,146
PK- 6	7×0,85	52	101	0,051	0,120
PK- 1	1×0,68	77	68	0,112	0,198
PK-49	7×0,26	70	76	0,129	0,224
PK-20	7×0,37	77	68	0,086	0,146
PK- 3	1×1,37	74	70	0,069	0,129
PK- 4	1×1,37	74	70	0,069	0,129
PK- 2	1×0,68	92	57	0,086	0,146

[1]) După N.N. Belorusov — Radiociastotnie Kabeli, Gosenergoizdat, 1952, Moskva.

Arhiva digitala SaDAng

Linia de lungime $\frac{\lambda}{4}$. Dacă $l = \frac{\lambda}{4}$, $\operatorname{tg}\left(\frac{2\pi}{\lambda} l\right) = \operatorname{tg}\frac{\pi}{2} = \infty$ și relația (3.5) devine:

$$Z_i = \frac{Z_c^2}{Z_s}. \tag{3.8}$$

O linie în $\frac{\lambda}{4}$ transformă, deci, impedanța Z_s în impedanța Z_i, potrivit relației (3.8).

Pentru calculul instalațiilor de antenă (fideri și adaptări) se dau în tabelele 3.4, 3.5 și 3.6 caracteristicile cablurilor coaxiale și cablurilor bandă de televiziune de fabricație sovietică și indigenă folosite la noi.

Tabelul 3.5

Caracteristicile cablurilor bifilare de televiziune de fabricație sovietică[1])

Tipul cablului	Z_c Ω	C pF/m	Atenuarea în dB/m la frecvența	
			60 MHz	120 MHz
T- 75	75	62,5	0,110	0,270
T-150	150	32,6	0,058	0,152
T-300	300	22,3	0,047	0,117

[1]) După N. N. Belorusov, Radiociastotnîe Kabeli, Gosenergoizdat 1952, Moskva.

Tabelul 3.6.

Caracteristicile electrice ale cablurilor fabricate în R.S.R.

Denumirea caracteristicii (parametrului	Tipul cablului											
	CC2Y-I				CC2Y-II					CC2Y-III		
	1×0,60	7×0,20	1×1,13	7×0,37	1×0,70	7×0,25	7×0,35	1×1,40	7×0,48	7×0,20	1×0,90	7×0,32
Impedanța caracteristică Ω	75	75	75	75	75	75	75	75	75	50	50	50
Capacitate maximă (pF/m)	75	75	75	75	67	67	75	67	67	95	125	125
Atenuarea α(Np/km) la												
10 MHz	4,5	4,8	8,5	8,7	4	4,2	3,3	2	2,2	8,5	2	2,2
100 MHz	15,5	17,5	8	8,5	14	15	11	7	7,5	27	14	14,5
300 MHz	26	30	16	17	24	24	19	14	14,5	45	30	32
800 MHz	41	47	25	27	42	40	35	21	23	82	48	55
Tensiunea de încercare a dielectricului, kV	3	3	6	6	3	3	5	6	6	3	2	2

De asemenea, în ultimul timp, Fabrica de conductoare din Tg. Mureș construiește cabluri coaxiale izolate în polietilenă, cu indicative de tip CC2Y—II — 7 × 0,25, de exemplu. Datele caracteristice sînt date în tabelele 3.6 și 3.7.

Tabelul 3.7

Dimensiunile geometrice ale cablurilor coaxiale fabricate în R.S.R.

Tipul cablului	Construcția conductorului	Diametrul conductorului mm	Grosimea minimă a izolației de polietilenă mm	Diametrul peste izolația de polietilenă ± 0,20 mm	Diametrul peste tresa de cupru ± 0,40 mm	Diametrul peste învelișul PCV ± 0,40 mm
CC2Y-I	1×0,60	0,60	1,40	3,70	4,50	6,0
	7×0,20	0,60	1,40	3,70	4,50	6,0
	1×1,13	1,13	2,80	7,25	8,00	10,3
	7×0,17	1,11	2,80	7,75	8,00	10,3
CC2Y-II	1×0,70	0,70	1,30	3,60	4,40	5,6
	7×0,25	0,75	1,40	3,85	4,65	5,9
	7×0,35	1,05	2,00	5,50	6,30	7,5
	1×1,40	1,40	2,70	7,30	8,10	9,3
	7×0,48	1,44	2,80	7,50	8,30	9,5
CC2Y-III	7×0,20	0,60	0,60	2,1±0,15	2,90	4,1
	1×0,90	0,90	0,90	3,1±0,20	3,90	5,1
	7×0,32	0,96	1,00	3,3±0,20	4,10	5,3

Se fabrică, de asemenea, și linie bifilară cu indicativul CTYP 2 × 7 × × 0,3/2×0,5 mm² ceea ce înseamnă că conductorul este din liță de 7 × 0,3 mm cu secțiunea de 2 × 0,5 mm² și izolația este din PCV. Impedanța caracteristică este de 300 Ω ± 10% și atenuarea, de 32 Np/km la 100 MHz.

3.8. CONECTAREA ANTENEI LA FIDER ȘI A ACESTUIA LA RECEPTOR

Operațiile de conectare sînt simplificate în practică prin alegerea potrivită a impedanței de intrare a receptoarelor, care se face, în general, de 70—75 Ω sau 280—300 Ω, după cum intrarea este asimetrică sau simetrică. În aceste condiții, alegînd fideri de 70 Ω coaxial sau de 300 Ω bifilar, conectarea se poate face direct (v. fig. 3.23).

S-ar pune acum doar problema adaptării și a eventualei simetrizări la antenă, căci la intrarea fiderului (care este adaptat către receptor, adică se termină pe o impedanță egală cu impedanța sa caracteristică) se vede o impedanță egală cu impedanța sa caracteristică. Antenele sînt, în general, simetrice și se pot construi ca să se prezinte ca o impedanță pur rezistivă, dar de diverse valori, în funcție de tipul antenei (numai în cazul simplu de dipol deschis sau dipol îndoit, neasociate, ea este de 75 Ω, respectiv 300 Ω).

Arhiva digitala SaDAng

În final, deci, problemele care se pun sînt acelea de a desimetriza de la antenă la fider, cînd fiderul este coaxial şi a face evident şi adaptarea sau de a face un lucru similar la capătul dinspre receptor.

Pentru simetrizare şi adaptare se folosesc, fie tronsoane de linii $\frac{\lambda}{2}$, care defazează şi nu schimbă impedanţa, fie $\frac{\lambda}{4}$, care defazează şi schimbă şi impedanţa, fie simetrizoare-adaptoare inductive.

Adaptarea şi simetrizarea cu linii nu este valabilă decît la o frecvenţă sau pe o plajă mică, în jurul ei, deoarece numai atunci lungimea liniei este un număr corect de lungimi $\lambda/4$ sau $\lambda/2$.

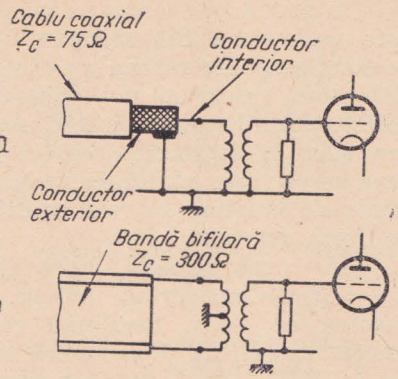


Fig. 3.23. Conectarea fiderului la intrarea televizorului:
a — fider coaxial-receptor nesimetric; *b* — fider simetric — receptor simetric.

Pentru situaţiile în care se folosesc linii se disting, în general, cazurile prezentate în fig. 3.24. De regulă, în practică, intervin simultan atît problema adaptării cît şi simetrizarea.

La folosirea unui dipol simplu — deschis — care este simetric şi are o impedanţă de aproximativ 75 Ω pentru rapoarte l/d obişnuite în practică (v. fig. 3.4), alimentarea se poate face cu cablu coaxial de 75 Ω sau linie bifilară de 300 Ω.

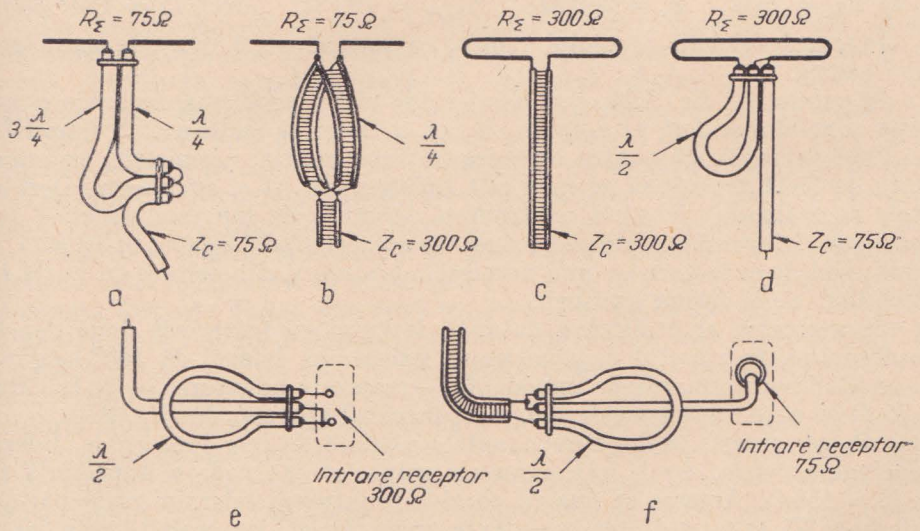


Fig. 3.24. Sisteme de adaptare şi simetrizare cu linii.

În primul caz se pune doar problema simetrizării, deoarece cablul coaxial este nesimetric. Simetrizarea fără transformarea de impedanță, cu cablu coaxial, se poate realiza cu ajutorul unei construcții ca cea din fig. 3.24, *a*. Cele două tronsoane de cablu, de lungime $\lambda/4$ respectiv $3 \cdot \lambda/4$, prezintă o diferență de lungime de $\lambda/2$. Așadar, cele două ramuri ale dipolului se alimentează în antifază, deoarece linia de lungime $\lambda/2$ defazează cu 180°. În ceea ce privește adaptarea, aceasta se realizează în baza următoarelor fapte. Linia de lungime $\lambda/4$ sau multiplul impar de $\lambda/4$ transformă impedanțele conform relației (3.8).

În cazul de față, impedanțele sînt: $Z_i = Z_c = 75\Omega$, $Z_i' = Z_c$ iar $Z_s = R_\Sigma$. Considerînd antena simetrică, cu $R_\Sigma = 75\ \Omega$ și un punct median de masă, înseamnă că fiecare tronson de cablu vede o impedanță de $R_\Sigma/2$. Cele două tronsoane transformă după relația (3.8). $Z_i' = \frac{75^2}{75/2} = 150\ \Omega$. La joncțiunea tronsoanelor cu fiderul propriu-zis se pun în paralel cele două impedanțe transformate, avînd fiecare valoarea de 150 Ω. Deci, $Z_i = Z_i'/2 = 75\ \Omega = Z_c$. Lungimile geometrice ale tronsoanelor se vor alege în conformitate cu scurtarea care apare din cauza lui $\varepsilon_r \neq 1$ (v. rel. 3.4).

În al doilea caz (v. fig. 3.24, *b*) este necesară doar o schimbare de impedanță, deoarece atît linia cît și antena sînt simetrice. Transformarea se face folosind două tronsoane de linie bifilară de lungime geometrică corespunzătoare unei lungimi electrice de $\lambda/4$ (k în rel. 3.4 este de valoarea 0,83). Impedanța echivalentă a celor două linii puse în paralel este de 150 Ω și atunci transformarea se face de la 300 la 75 Ω după rel. 3.8.

($Z_s = R_\Sigma = 75\Omega$; $Z_c = 300\ \Omega$; $Z_{c\lambda/4} = 150\ \Omega$; deci $75 = 150^2/300$).

În cazul folosirii dipolului îndoit, ca antenă se disting de asemenea două cazuri.

În primul (v. fig. 3.24, *c*), nu intervine nici o problemă deoarece impedanța dipolului îndoit este egală cu cea a liniei și ambele sînt simetrice.

Cînd se utilizează pentru legătură un fider coaxial nesimetric, cu impedanța de 75 Ω, trebuie să se facă atît simetrizarea cît și adaptarea. Dezideratele se realizează folosind un tronson de cablu de lungime electrică $\lambda/2$ (coeficientul de scurtare k din rel. 3.4 este în acest caz 0,66) legat ca în fig. 3.24, *d*. Acest mod de conectare se mai numește adaptare și simetrizare cu buclă U, nume luat de la forma legăturii.

Simetrizarea se realizează datorită faptului că între cele două capete ale dipolului, în punctul de alimentare, există un defazaj de 180° asigurat de buclă. Transformarea de impedanță — respectiv adaptarea — de la 300 Ω la 75 Ω se realizează considerînd ca și în cazul schemei din fig. 3.24, *a*, că $Z_s = R_\Sigma$ se împarte în două impedanțe egale față de cele două cable, fiderul principal și bucla. Deci, între capetele respective se vede o impedanță de $R_\Sigma/2 = 150\ \Omega$. Acestea se pun în paralel, la intrarea fiderului principal obținîndu-se 75 Ω (una dintre impedanțe apare direct, iar cealaltă prin intermediul buclei de lungime $\lambda/2$ care nu-i schimbă valoarea).

Arhiva digitala SaDAng

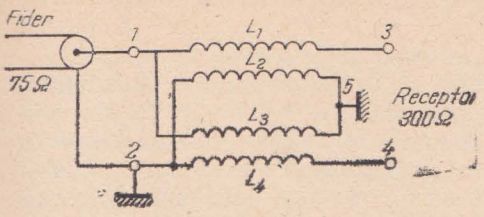


Fig. 3.25. Simetrizorul adaptor-inductiv.

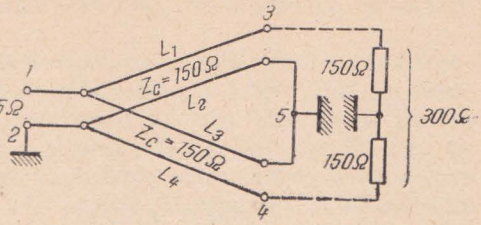


Fig. 3.26. Schema echivalentă a simetrizorului adaptor-inductiv.

Dacă se folosesc antene care au alte impedanțe, elementele active se pot realiza din dipoli îndoiți de diametre inegale sau din tripoli astfel, ca să se aducă valorile impedanțelor de intrare la valori apropiate de 75 Ω sau 300 Ω, corespunzătoare celor două tipuri de fideri.

Mai există o posibilitate, dată de folosirea unei adaptări de tip Δ între elementul activ al antenei și fider. Dacă este necesară simetrizarea, aceasta se realizează cu unul dintre sistemele descrise și se amplasează între linia Δ și fider.

O altă posibilitate este oferită de folosirea unor linii de lungimi $\lambda/4$, cu impedanțe caracteristice alese convenabil, pentru obținerea transformărilor necesare. Linia se poate realiza în aer, alegînd în mod corespunzător diametrele conductoarelor d și distanțele dintre ei D, știind că impedanța caracteristică pentru o linie din cupru, în aer, este dată de expresia $Z_c = 276 \log 2D/d$.

La capătul dinspre receptor se pun în general aceleași probleme, atunci cînd fiderul și intrarea în receptor nu coincid ca simetrie și valoare de impedanță. Problema se soluționează cu ajutorul schemelor de montaj din fig. 3.24, *e* și 3.24, *f*, care sînt în fond analoage situației arătate în fig. 3.24, *d*.

Spre deosebire de aceste sisteme de adaptare și simetrizare, care au un domeniu restrîns de aplicație, se poate folosi un simetrizor-adaptor inductiv care lucrează, într-o bandă mare de frecvență, în general pe toate cele 12 canale. Dacă se folosește simetrizorul adaptor-inductiv, acesta se montează ca în fig. 3.25. El se realizează bobinînd pe două carcase paralele, avînd practicate filete cu două începuturi, sîrmă izolată cu email, în general. Păstrînd riguros constantă distanța dintre cele două conductoare, pe fiecare tijă se realizează de fapt o linie bifilară bobinată. Schema echivalentă este cea din fig. 3.26.

Se obțin două linii, care la un capăt se conectează la antena sau receptorul simetric avînd impedanța de intrare de 300 Ω. Diametrul sîrmei și distanța dintre conductoarele bobinate se aleg în așa fel, încît să rezulte la linie o impedanță caracteristică de 150 Ω. În aceste condiții, legînd liniile în paralel la celălalt capăt, se obține o impedanță de 75 Ω, cît este necesară pentru adaptarea cu cablul. Liniile, comportîndu-se ca linii de transmisiune, asigură și simetrizarea, deoarece punctele *2* și *5* nu sînt în scurtcircuit din punctul de vedere al frecvenței înalte.

CAPITOLUL 4

SELECTOARE DE CANALE

4.1. GENERALITĂȚI

Selectorul de canale este un bloc constructiv, independent, cu posibilități de interschimbabilitate în cadrul aceluiași tip de televizor și îndeplinește cîteva funcții distincte din punct de vedere electric.

Schema-bloc a selectorului este prezentată în fig. 4.1.

Indiferent de domeniul de frecvențe în care se face recepția semnalului, structura funcțională a selectorului de canale este cea indicată de fig. 4.1. Semnalul recepționat de antenă este aplicat circuitelor de intrare *1* și apoi unui etaj activ *2* — amplificatorul de FIF sau UIF. La intrarea blocului *3* — etajul de amestec — găsim, atît semnalul amplificat de blocul *2*, cît și tensiunea de oscilație furnizată de oscilatorul local *4*. La ieșirea etajului de amestec se obține semnalul de FI, care se aplică în continuare amplificatorului de FI. În lanțul global de amplificare a semnalului complet de TV, selectorul de canale ocupă locul dintre antena de recepție și amplificatorul de FI.

Rolul deosebit al selectorului de canale constă în faptul că oferă, pe de o parte, posibilitatea amplificării semnalelor dintr-o gamă largă de frecvențe și, pe de altă parte, transformă această gamă largă de frecvențe într-o gamă mai restrînsă, și anume, gama de FI.

Denumirea de selector de canale provine de la faptul că din mulțimea canalelor pe care le poate recepționa, el are posibilitatea de a selecta la un moment dat canalul dorit.

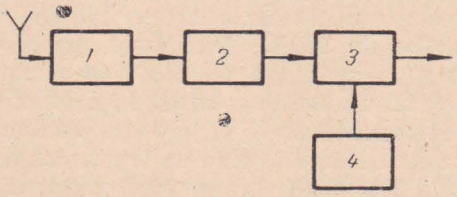


Fig. 4.1. Schema-bloc a selectorului de canale.

În domeniul FIF (30 MHz — 300 MHz) emisia și recepția se face pe 12 canale, ale căror frecvențe purtătoare au fost arătate în cap. 1.

În domeniul UIF (470 MHz — 900 MHz) emisia și recepția se pot face —

Arhiva digitala SaDAng

pe 50 canale, ale căror frecvenţe purtătoare au fost, de asemenea, precizate în cap. 1.

Faptul că domeniul de lucru al selectorului de canale este în zona frecvenţelor de ordinul zecilor şi al sutelor de megaherţi, a determinat pe constructori să ia măsuri speciale pentru realizarea acestui ansamblu. Dintre acestea amintim : ecranarea electrostatică şi magnetică a selectorului faţă de celelalte circuite ale receptorului, în scopul evitării oricărei reacţii reciproce nedorite; reducerea la minimum posibil a tuturor legăturilor dintre elementele circuitelor componente, în scopul evitării apariţiei unor elemente parazite suplimentare care ar avea influenţe nedorite asupra funcţionării şi reproductibilităţii selectorului.

Evoluţia selectoarelor de canale a fost dictată, nu atît de perfecţionările electrice apărute, cît de ideile survenite în legătură cu sistemele constructive de selectare a canalului dorit.

Pînă în prezent se cunosc mai multe variante de selectoare, dintre care enunţăm :

— selector cu comutator;
— selector cu tambur (rotactor);
— selector cu variaţie continuă a inductanţei;
— selector cu variaţie continuă a capacităţii.

Televizoarele apărute în ţara noastră, fie din producţia indigenă, fie din producţia străină, sînt echipate aproape în exclusivitate cu selectoare cu tambur (rotactor).

În domeniul UIF, selectoarele cu variaţia continuă a capacităţii au cîştigat teren.

4.2. SELECTOARE DE CANALE PENTRU FIF

Tratarea acestor selectoare va urmări îndeaproape schema bloc prezentată în fig. 4.1. Descrierea funcţionării blocurilor respective va ţine seamă, atît de folosirea tuburilor electronice, cît şi de cea a tranzistoarelor.

4.2.1. Circuite de intrare

Circuitul de intrare al receptorului de TV, plasat între extremitatea cablului de antenă şi primul etaj de amplificare FIF, îndeplineşte, printre altele, următoarele două funcţii importante :

— asigură adaptarea impedanţei de intrare a etajului amplificator la impedanţa antenei;

— asigură o oarecare selectivitate faţă de semnalele perturbatoare, ale căror frecvenţe se află în afara benzii ce se recepţionează.

Realizarea acestor condiţii se poate obţine cu o mare varietate de tipuri de circuite de intrare. În cele ce urmează se vor prezenta cîteva dintre cele mai reprezentative.

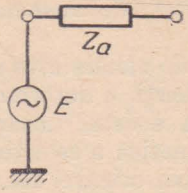


Fig. 4.2. Schema echivalentă a antenei.

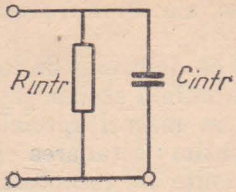


Fig. 4.3. Schema echivalentă a impedanței de intrare a amplificatorului de FIF.

Cuplaj direct între antenă și amplificatorul de FIF. Circuitul de antenă poate fi reprezentat printr-o sursă de tensiune E în serie cu o impedanță Z_a (fig. 4.2). În cazul cînd antena este acordată $\left(l = \frac{\lambda}{4}\right)$, l fiind lungimea dipolului și λ — lungimea de undă, impedanța Z_a devine rezistivă.

Pentru simplificarea problemei se va considera impedanța antenei rezistivă și egală cu impedanța caracteristică a cablului de antenă (fider). Schema echivalentă a impedanței de intrare a amplificatorului de FIF (fig. 4.3) poate fi redusă la o capacitate în paralel cu o rezistență.

Circuitul de intrare sau de cuplaj poate fi plasat în paralel cu impedanța de intrare a etajului amplificator (fig. 4.4, *a*) sau în serie (fig. 4.4, *b*).

În ambele figuri circuitul de cuplaj este format dintr-o bobină, a cărei inductanță se modifică o dată cu schimbarea canalului de recepționat.

Pentru schema din fig.4.4, *a*, valoarea inductanței se alege în așa fel, încît să se respecte relația:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC_{intr}}} \tag{4.1}$$

unde f_0 este frecvența centrală a canalului de recepționat.

Condiția de adaptare este asigurată numai cînd rezistența conectată în paralel pe bobina L are aceeași valoare ca rezistența antenei (R_a). Cum R_{intr}

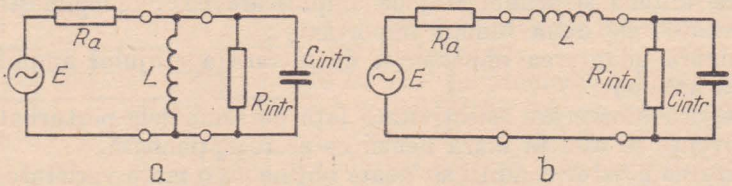


Fig. 4.4. Circuite de intrare cu cuplaj direct.

Arhiva digitala SaDAng

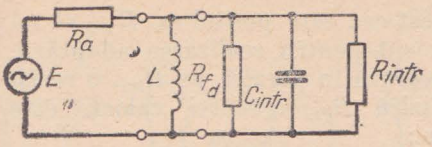


Fig. 4.5. Schema circuitului de intrare care adaptează R_{intr} la R_a.

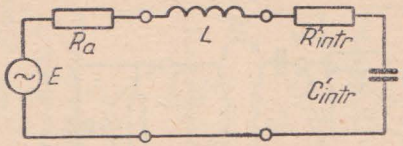


Fig. 4.6. Schema echivalentă a circuitului din fig. 4.4, *b*.

are valori de ordinul kiloohmilor[1]) și R_a are valori cuprinse între 75 și 300 Ω, înseamnă că apare necesitatea conectării în paralel pe R_{intr} a unei rezistențe fizice de valoare aproximativ egală cu R_a. Cu ajutorul fig. 4.5 se poate stabili exact valoarea rezistenței fizice (R_{fd}). Dacă se notează cu R_t rezistența totală conectată în paralel pe L rezultă :

$$R_t = \frac{R_{f_d} R_{intr}}{R_{f_d} + R_{intr}} = R_a. \tag{4.2}$$

Deci :

$$R_{f_d} = \frac{R_a R_{intr}}{R_{intr} - R_a}. \tag{4.3}$$

Pentru circuitul din fig. 4.4, *b* se face o transformare a grupului derivație R_{intr}, C_{intr}, într-un grup serie R'_{intr}, C'_{intr}, și pe baza noii scheme (fig. 4.6) se calculează elementele necesare.

Pentru ca întregul circuit echivalent să fie la rezonanță este necesar să se îndeplinească relația :

$$f_0 = \frac{1}{2\pi \sqrt{LC'_{intr}}}. \tag{4.4}$$

Din transformare rezultă :

$$R'_{intr} = \frac{4\pi^2 f_0^2 L^2}{R_{intr}}. \tag{4.5}$$

Condiția de adaptare este :

$$R_a = R'_{intr} \tag{4.6}$$

---

[1]) Din studiul comportării tuburilor la frecvențe foarte înalte rezultă că rezistența de intrare este o funcție care depinde de frecvență în modul următor $\left(R_{intr} = \frac{1}{G_0 + G_1 f + G_2 f^2} \right)$, unde G_0, G_1 și G_2 sînt niște constante, iar f — frecvența.

Termenul cu influența maximă este $G_2 f^2$, și el apare datorită existenței inductanței conexiunei catodului, precum și faptului că timpul de trecere al electronilor de la catod la anod este mai mare decît perioada semnalului aplicat la intrare. Datorită acestei componente — care crește vertiginos cu frecvența — devine posibilă scăderea rezistenței de intrare de la valori de ordinul megaohmilor în RF, la valori de ordinul kiloohmilor în FIF.

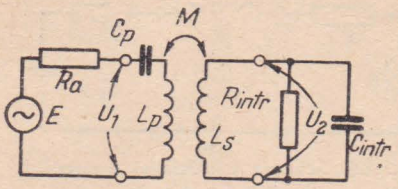


Fig. 4.7. Circuit de intrare cu cuplaj indirect prin transformator cu primarul și secundarul acordate.

și în acest caz este posibil ca R_{intr} să nu fie suficient pentru realizarea adaptării. Se conectează în paralel pe R_{intr} o rezistență fizică R_{fs}, a cărei valoare este dată de:

$$R_{fs} = \frac{4\pi^2 f_0^2 L^2 R_{intr}}{R_a R_{intr} - 4\pi^2 f_0^2 L^2} \qquad (4.7)$$

Ambele circuite de cuplaj direct suferă de faptul că au o selectivitate foarte redusă, circuitele de acord fiind puternic amortizate. În plus, cîștigul în tensiune este unitar, iar un dezacord al antenei se repercutează puternic asupra acordului circuitului de cuplaj.

Cuplaj indirect între antenă și amplificatorul de FIF. De data aceasta circuitul de cuplaj poate fi constituit dintr-un transformator (fig. 4.7), la care circuitele primar și secundar să fie acordate pe frecvența centrală sau numai circuitul secundar acordat pe f_0.

Circuitele primar și secundar ale schemei din fig. 4.7. sînt acordate pe frecvența centrală a canalului de recepționat atunci cînd sînt satisfăcute relațiile:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_p C_p}}; \qquad f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_s C_{intr}}}. \qquad (4.8)$$

Datorită existenței unei inductanțe mutuale (M) între primar și secundar, circuitul secundar reflectă în serie cu bobina primară o rezistență a cărei valoare este dată de expresia:

$$R = \frac{M^2}{L_s^2} R_{intr}. \qquad (4.9)$$

Condiția de adaptare este satisfăcută, cînd se respectă egalitatea $R = R_a$ adică

$$\frac{M^2}{L_s^2} R_{intr} = R_a. \qquad (4.10)$$

Pentru satisfacerea condiției (4.10) se poate acționa, fie asupra cuplajului, deci asupra inductanței mutuale, fie asupra componentei rezistive prin conectarea unei rezistențe fizice în paralel cu R_{intr}. Cîștigul în tensiune al circuitului G este egal cu raportul de transformare n al transformatorului:

$$G = \frac{U_2}{U_1} = n. \qquad (4.11)$$

Arhiva digitala SaDAng

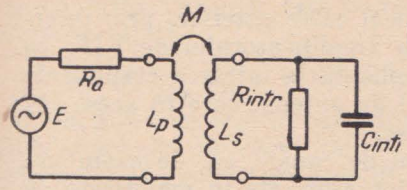


Fig. 4.8. Circuit de intrare cu cuplaj indirect prin transformator cu primarul dezacordat.

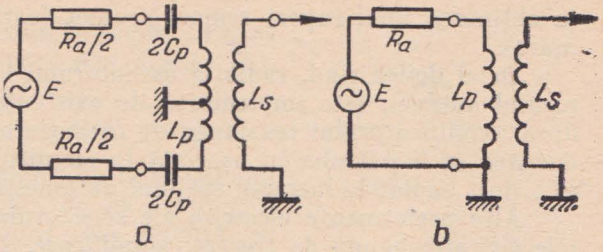


Fig. 4.9. Circuite de intrare: *a* — intrare simetrică; *b* — intrare asimetrică.

În cazul unei bune adaptări este valabilă relația :

$$\frac{U_2^2}{R_{intr}} = \frac{U_1^2}{R} \tag{4.12}$$

care exprimă că puterea în primar este egală cu puterea în secundar.

Cum $R = R_a$, înseamnă că :

$$G = \frac{R_{intr}}{R_a}. \tag{4.13}$$

Circuitul descris are un foarte bun cîștig în tensiune și în plus asigură o foarte bună selectivitate față de canalele adiacente. Ca un dezavantaj putem aminti că un dezacord al antenei conduce la dezacordul circuitului primar, deci la dezadaptare.

O soluție mai bună este cea utilizată în fig. 4.8, în care secundarul este acordat pe frecvența centrală a canalului, iar primarul este acordat pe o frecvență mare, situată în afara canalului de recepționat. Inductanța primarului are o valoare redusă, iar înfășurarea primară este cuplată puternic cu înfășurarea secundară.

Condiția de adaptare este dată de expresia (4.10), iar cîștigul în tensiune de relația (4.13).

În majoritatea receptoarelor de TV se utilizează soluțiile prezentate în fig. 4.7 și 4.8. Pentru obținerea unei intrări simetrice în receptor, înfășurarea primară se conectează ca în fig. 4.9, *a*, iar pentru o intrare asimetrică, ca în fig. 4.9, *b*.

4.2.2. Amplificatorul de FIF

Din punct de vedere electric acesta este plasat între circuitul de cuplaj cu antena și etajul de amestec. Folosirea unui etaj amplificator de FIF contribuie, în primul rînd, la îmbunătățirea raportului semnal/zgomot; aplicarea semnalului direct etajului de amestec, al cărui zgomot este mult mai mare decît la un etaj amplificator de FIF, ar fi condus

la obținerea unui raport semnal/zgomot foarte redus (semnal mic, zgomot mare).

În al doilea rînd, radiația oscilatorului local către exterior, prin intermediul antenei, este împiedicată de existența amplificatorului de FIF. În lipsa amplificatorului tensiunea de oscilație aplicată la intrarea etajului de amestec ar fi pătruns cu ușurință în circuitul de antenă, care în acest caz ar fi fost cuplat la intrarea etajului de amestec.

Alte performanțe electrice ale selectorului de canale, ca, de exemplu : selectivitate, bandă de trecere, amplificare, sînt asigurate în majoritate de către amplificatorul de FIF.

Echiparea etajului amplificator se poate face, fie cu tuburi, fie cu tranzistoare. Variantele de scheme posibile utilizate sînt numeroase. În continuare vor fi prezentate cele mai reprezentative și cu utilizarea cea mai largă.

Amplificator de FIF cu tuburi electronice. Tuburile electronice utilizate în amplificatorul de FIF trebuie să îndeplinească anumite condiții, ca, de exemplu : rezistență echivalentă de zgomot redusă, capacități între electrozi reduse, pantă ridicată, condiții fără de care nu pot fi utilizate în asemenea etaje.

Folosirea unei pentode sau tetrode prezintă față de folosirea unei triode următoarele avantaje :

— panta și rezistența internă de valori mai ridicate, de unde și posibilitatea obținerii unui cîștig mai ridicat;

— capacitatea grilă-anod mai scăzută, de unde și posibilitatea obținerii unei stabilități mai mari a amplificării;

— semnal mare la ieșire, grație amplificării mari și stabile, de unde un raport semnal/zgomot al receptorului mai bun, deoarece contribuția etajului de amestec, în ceea ce privește zgomotul, devine neînsemnată.

Ținînd seamă, însă, că rezistența echivalentă de zgomot a unei pentode este mai mare decît a unei triode și că ea crește pe măsură ce frecvența crește, pentoda nu poate fi utilizată decît pentru amplificarea semnalelor din canalele inferioare. Trioda, avînd o rezistență echivalentă de zgomot redusă, devine practic indispensabilă în amplificarea semnalelor recepționate pe canalele superioare.

Neajunsul principal care apare la utilizarea triodei ca amplificator constă în înrăutățirea stabilității amplificării, datorită reacției care are loc între anod și grilă prin intermediul capacității C_{ga}, care are o valoare mai mare ca la tuburile tetrodă sau pentodă. În scopul anihilării acestui efect dăunător se utilizează scheme speciale de neutrodinare.

Un alt efect neplăcut, indiferent de folosirea unei triode sau pentode, constă în variația impedanței de intrare și, în special, a capacității de intrare cu variația tensiunii de RAA.

Efectul este mai pregnant la un montaj unde catodul este legat direct la masă. Minimalizarea acestui efect se obține prin introducerea unei rezistențe R_k nedecuplate în circuitul de catod al tubului respectiv (fig. 4.10).

Arhiva digitala SaDAng

Capacitatea de intrare a tubului în regim dinamic își modifică valoarea față de capacitatea statică C_{gk}, conform relației :

$C_{intr} = \frac{C_{gk} + kS}{1 + SR_k}$, unde S este panta variabilă a tubului și k o constantă care depinde de tipul tubului și de domeniul de frecvențe în care lucrează. Relația este valabilă pentru un amplificator care lucrează în clasă A și este dedusă în mod experimental.

În expresia de mai sus n-a fost luat în considerare efectul capacității C_{ga}, care are o pondere redusă.

În lipsa rezistenței R_k capacitatea de intrare este $C_{intr} = C_{gk} + kS$. Se observă că la o mărire a negativării grilei de comandă, panta S scade și C_{intr} scade. Invers, la o scădere a negativării, S crește și C_{intr} crește.

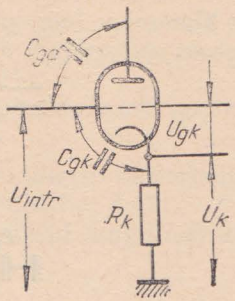


Fig. 4.10. Schemă pentru compensarea efectului de RAA asupra impedanței de intrare.

Introducerea rezistenței R_k creează posibilitatea stabilizării capacității de intrare, indiferent de variația pantei S.

Dacă rezistența R_k are valoarea $R_k = \frac{k}{C_{gk}}$, capacitatea de intrare devine constantă și egală cu capacitatea statică C_{gk}.

Dacă valoarea rezistenței R_k este mai mică sau mai mare decît k/C_{gk}, capacitatea de intrare va deveni mai mică decît C_{gk}.

De obicei, valoarea acestei rezistențe este de ordinul zecilor de ohmi. Compensarea variației impedanței de intrare la tuburile comandate de tensiunea de RAA din etajele de FI are la bază același principiu.

Montajul cascodă. Acest montaj se realizează cu două tuburi electronice, de obicei, triode, conectate ca în fig. 4.11. Din punct de vedere alternativ, prima triodă este de tipul cu catodul comun, iar cea de-a doua, cu grila comună.

Din punctul de vedere al alimentării în curent continuu deosebim două variante :

— montaj cascodă cu alimentare serie (fig. 4.11, *a*);

— montaj cascodă cu alimentare derivație (fig. 4.11, *b*).

Ambele variante posedă o serie de elemente comune, cu roluri similare. Astfel, rezistența R_1 asigură condiția de adaptare (v. circuite de intrare), rezistența R_2 minimalizează variația capacității de intrare cu variația tensiunii de RAA. Condensatorul C_1 împiedică transmiterea potențialului continuu al anodului la grila de comandă.

Bobina de neutrodinare L_1 stabilizează amplificarea etajului cu catodul comun (v. mai departe analiza neutrodinării). Bobinele L_2 și L_3, împreună cu capacitățile parazite, formează circuitul de sarcină al etajului cu grila comună.

Impedanța de sarcină a primului etaj este chiar impedanța de intrare a celui de-al doilea etaj (adică impedanța dintre catod și masă).

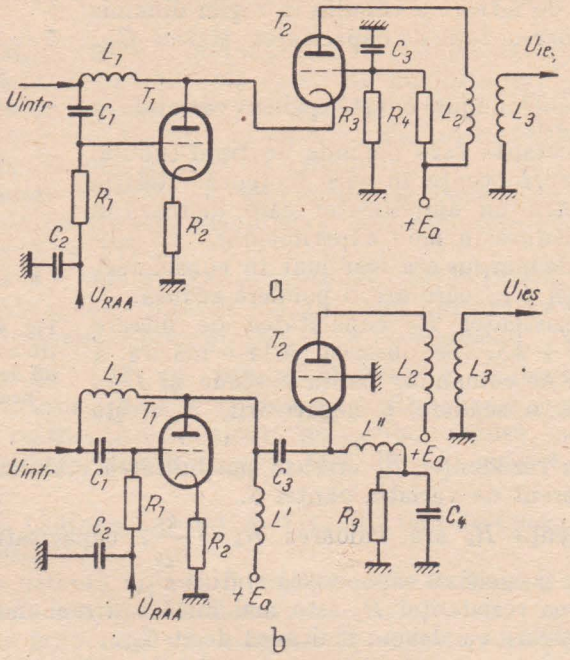


Fig. 4.11. Montaje tip cascodă:
a — alimentare serie; *b* — alimentare derivaţie.

Pentru schema din fig. 4.11, *a*, divizorul potenţiometric R_3, R_4 asigură grilei tubului T_2 un potenţial continuu, cu cîţiva volţi mai redus decît potenţialul catodului aceluiaşi tub. Această diferenţă de potenţial constituie tocmai negativarea tubului respectiv.

Grila tubului T_2 este conectată la masă, din punct de vedere alternativ, prin intermediul condensatorului C_3, care are o capacitate de ordinul nanofarazilor.

La schema din fig. 4.11, *b*, condensatorul C_3 împiedică transmiterea potenţialului continuu al anodului tubului T_1, catodului tubului T_2. Pentru semnalul util condensatorul C_3 poate fi considerat practic un scurtcircuit. Bobina de şoc L' serveşte alimentării anodului tubului T_1 în curent continuu.

Valoarea ei se alege, de asemenea manieră, încît, împreună cu capacităţile parazitare, să rezoneze pe o frecvenţă medie a canalului de recepţionat. Datorită faptului că impedanţa de intrare a tubului T_2 este foarte mică, amortizarea circuitului rezonant, format din bobina L' şi capacităţile parazite, este considerabilă şi deci valoarea lui L' nu este critică. Bobina de şoc L'' împiedică scurtcircuitarea semnalului util la masă de către condensatorul C_4, a cărui valoare este de ordinul nanofarazilor. Grupul R_3C_4 asigură negativarea automată a tubului T_2.

Arhiva digitala SaDAng

Realizarea unui montaj cu alimentare derivație este mai incomodă și mai neeconomică, din cauza bobinelor de șoc L' și L''. În majoritatea receptoarelor de TV se utilizează montajul cu alimentare serie.

În legătură cu montajul cascodă se vor analiza două probleme mai importante, și anume: amplificarea și neutrodinarea.

Amplificarea montajului cascodă, indiferent de varianta aleasă se poate determina pe baza schemei simplificate din fig. 4.12.

Amplificarea totală a montajului este egală cu produsul amplificărilor celor două etaje.

$$A = \frac{U_{ies}}{U_{intr}} = A_1 A_2. \tag{4.14}$$

Prima triodă fiind conectată într-un montaj obișnuit, cu catodul comun, are amplificarea dată de relația:

$$A_1 = \mu_1 \frac{Z_1}{Z_1 + R_{i1}}, \tag{4.15}$$

unde μ_1 este factorul de amplificare al triodei T_1; R_{i1} — rezistența internă a triodei și Z_1 — impedanța de sarcină a aceleași triode. În cazul montajului de față, impedanța Z_1 reprezintă impedanța de intrare a etajului echipat cu trioda T_2; deci:

$$Z_1 = Z_{intr2}.$$

Se demonstrează că impedanța de intrare a unui amplificator, care funcționează într-un montaj cu grila comună, are următoarea expresie:

$$Z_{intr} = \frac{Z + R_i}{1 + \mu}. \tag{4.16}$$

Aplicînd relația (4.16) etajului echipat cu trioda T_2, rezultă:

$$Z_{intr2} = \frac{Z_2 + R_{i2}}{1 + \mu_2} \tag{4.17}$$

unde μ_2 și R_{i2} reprezintă factorul de amplificare, respectiv, rezistența internă a triodei T_2, iar Z_2 — impedanța de sarcină a tubului T_2. În scopul realizării unor benzi largi de frecvență, pentru trecerea semnalului, se lucrează cu impedanțe de sarcină mici, de ordinul kiloohmilor. Cum rezistența internă, care

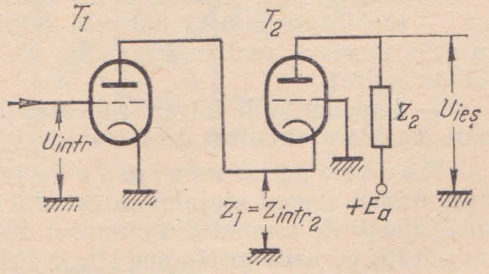


Fig. 4.12. Schema simplificată a montajului cascodă.

are valori de ordinul zecilor de kiloohmi, este mai mare decît impedanța de sarcină, iar factorul de amplificare este mai mare ca unitatea, relația (4.17) se poate simplifica astfel :

$$Z_{intr\,2} = \frac{R_{i2}}{\mu_2} = \frac{1}{S_2}. \tag{4.18}$$

în care S_2 reprezintă panta triodei T_2.

Introducînd relația (4.18) în (4.15) și ținînd seamă că : $Z_1 \ll R_{i1}$, se obține :

$$A_1 \simeq \mu_1 \frac{Z_1}{R_{i1}} = \frac{S_1}{S_2}. \tag{4.19}$$

unde S_1 este panta triodei T_1.

Dacă $S_1 = S_2$, amplificarea primului etaj este egală cu unitatea.

Amplificarea celui de-al doilea etaj (cel cu grila comună) este dată de relația :

$$A_2 = \mu_2 \frac{Z_2}{Z_2 + R_{i2}}. \tag{4.20}$$

Neglijînd și aici pe Z_2 față de R_{i2}, relația se simplifică :

$$A_2 \simeq \frac{\mu_2 Z_2}{R_{i2}} = Z_2 S_2. \tag{4.21}$$

Înlocuind relațiile (4.19) și (4.21) în relația (4.14), amplificarea totală a montajului cascodă capătă expresia :

$$A = S_1 Z_2. \tag{4.22}$$

Expresia (4.22) este echivalentă cu expresia amplificării unui etaj echipat cu o pentodă.

Avantajele montajului cascodă constau în :

— amplificare egală cu a unei pentode a cărei pantă este egală cu panta uneia din triodele folosite în montaj;

— rezistență echivalentă de zgomot redusă (egală cu a unei triode);

— stabilitate mărită datorită celui de-al doilea tub, care funcționează cu grila la masă, realizînd în acest fel un ecran între circuitul de intrare și cel de ieșire;

— impedanța de intrare ridicată, fapt care permite obținerea unui cîștig mare de către circuitul de intrare.

Neutrodinarea montajului cascodă se efectuează, de fapt, numai asupra etajului cu catodul comun, deoarece aici există pericolul unei injecții de semnal din circuitul de anod în cel de grilă prin intermediul capacității parazite grilă-anod (C_{ga}). Prin faptul că amplificarea primei triode este practic egală cu unitatea, efectul capacitiv grilă anod este mai redus. Efectul fiind mai redus, este posibil să se realizeze un circuit de neutro-

Arhiva digitala SaDAng

dinare care să asigure o bună stabilitate a montajului pe o bandă foarte largă de frecvențe, fără a fi nevoie ca elementele circuitului de neutrodinare să se schimbe o dată cu schimbarea canalului. Circuitul de neutrodinare trebuie să reducă efectul capacității C_{ga} nu numai la frecvențele corespunzătoare semnalelor utile, ci și la frecvențele corespunzătoare tensiunilor de oscilație ale oscilatorului local. Tensiunea de oscilație, prezentă în grila etajului de amestec, pătrunde în circuitul anodic al etajului al doilea al montajului cascodă prin intermediul circuitului de sarcină; apoi în circuitul de catod al aceluiași etaj, prin intermediul rezistenței interne, după care o regăsim în circuitul anodic al primului etaj, de unde, prin intermediul capacității C_{ga} ajunge în circuitul de grilă al primului etaj sub forma unei tensiuni nedorite.

Neutrodinarea simultană pentru ambele tipuri de semnale nu este întotdeauna posibilă.

În cele ce urmează se vor prezenta două variante ale circuitului de neutrodinare, variante care sînt utilizate mai frecvent în receptoarele de TV.

Astfel, în fig. 4.13, *a* este prezentată schema primului etaj cu circuit de neutrodinare în punte, iar în fig. 4.14 — schema primului etaj la care neutrodinarea se face cu circuit acordat între anod și grilă.

Schema propriu-zisă a circuitului în punte este arătată în fig. 4.13, *b*. Într-una din diagonalele punții este conectată bobina secundară a circuitului de intrare L_2, pe care s-ar aplica o parte din tensiunea de ieșire $U_{ieș}$ prin capacitatea C_{ga}, în lipsa elementului de neutrodinare C_N.

Dacă puntea este echilibrată, adică respectă condiția :

$$C_{ga}/C_{gc} = C_N/C_1, \tag{4.23}$$

atunci tensiunea de ieșire — aflată pe una din diagonalele punții — nu mai manifestă nicio influență asupra tensiunii din cealaltă diagonală. În acest fel se anulează influența circuitului de ieșire asupra celui de intrare.

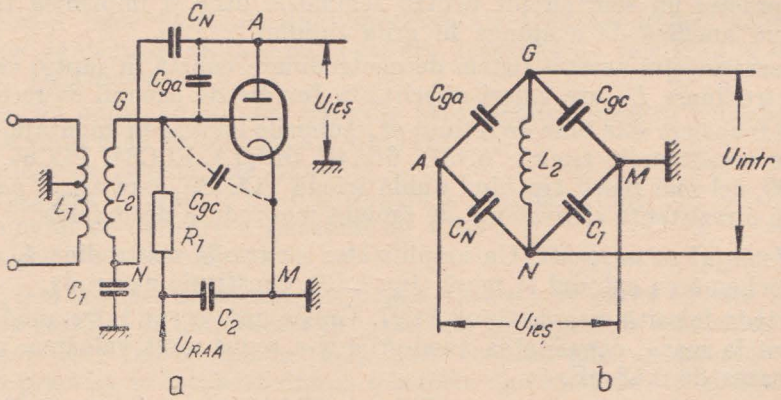


Fig. 4.13. Neutrodinarea montajului cascodă :
a — schema de principiu a primului etaj; *b* — schema în punte a circuitului de neutrodinare.

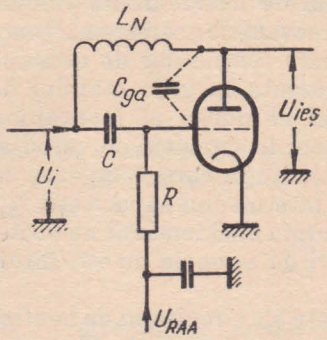


Fig. 4.14. Neutrodinarea cu circuit acordat între anod și grilă.

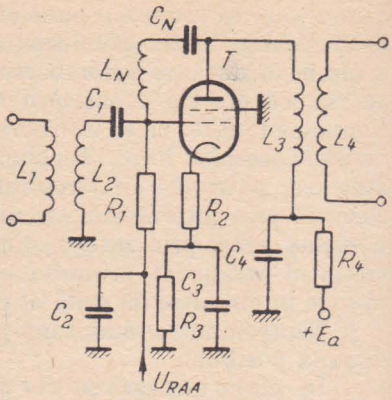


Fig. 4.15. Montaj cu neutrodă.

Prin alegerea judicioasă a condensatoarelor C_N și C_1 se poate asigura condiția (4.23) pentru o gamă largă de frecvențe.

Dezavantajul acestui sistem de neutrodinare constă în aceea că, datorită variației tensiunii de RAA apare o variație a capacității C_{gc}, care, la rîndul ei, strică echilibrul punții.

În schema din fig. 4.14, circuitul derivație $L_N C_{ga}$ se acordă pe frecvența centrală a canalului recepționat. La rezonanță, circuitul prezintă o impedanță foarte mare și astfel împiedică pătrunderea tensiunii de ieșire în circuitul de grilă. În interiorul canalului recepționat neutrodinarea nu este critică, datorită faptului că circuitul acordat are o bandă suficient de largă.

Condensatorul C, avînd o valoare de ordinul sutelor de picofarazi, reprezintă practic un scurtcircuit pentru semnalele utile și împiedică tensiunea continuă anodică de a ajunge în grila tubului.

Dezavantajul acestui sistem de neutrodinare constă în faptul că bobina de neutrodinare L_N are valori diferite, în funcție de canalul de recepționat.

În încheiere este bine de reținut că, tuburile folosite în montajul cascodă sînt de următoarele tipuri: 6N3P, 6N14P, 6BQ7A, ECC84, PCC84, PCC88, PCC189, cel mai reușit tip fiind dublă triodă PCC189, care are o pantă mai mare și o rezistență echivalentă de zgomot mai redusă decît celelalte.

Montajul cu neutrodă. Un amplificator cu triodă neutrodinată, conectat într-o schemă cu catodul la masă (fig. 4.15), constituie neutroda.

Trioda folosită este de tipul PC97. Grație unui ecran între anod și grilă, conectat la masă, capacitatea anod-grilă și-a redus mult valoarea, ajungînd la valoarea de 0,48 pF.

Valoarea scăzută a capacității anod-grilă ușurează foarte mult neutrodinarea etajului. În principiu, se poate folosi oricare din sistemele de neutro-

Arhiva digitala SaDAng

dinare prezentate mai înainte. În schema de față s-a preferat neutrodinarea cu circuit acordat, elementul de neutrodinare care se acordă cu C_{ga} pe frecvența centrală a canalului de recepționat fiind L_N.

Rolul lui C_N este și aici de a împiedica componenta continuă să ajungă în circuitul de grilă. El trebuie să aibă o reactanță foarte mică, de ordinul a 2—3 Ω.

Amplificarea montajului cu neutrodă este mai mare decît a unui amplificator cu triodă cu catodul la masă, din cauză că tubul triodă folosit (PC97), datorită construcției sale speciale, are o pantă foarte mare (14—16 mA/V).

Se poate demonstra că amplificarea obținută cu montajul neutrodă este comparabilă cu a montajului cascodă neutrodinat.

Din punctul de vedere al zgomotului, neutroda echipată cu trioda PC97 are un factor de zgomot mai bun sau cel puțin egal cu al montajului cascodă cu intrare simetrică. Se amintește că montajul cascodă cu intrare simetrică are un zgomot mai redus decît cel cu intrare asimetrică.

Folosirea neutrodei simplifică schema electrică, contribuind prin aceasta la mărirea siguranței de funcționare și la scăderea prețului de cost al montajului.

Avînd în vedere avantajele prezentate, rezultă că montajul cu neutrodă reprezintă un progres față de montajul cascodă.

Amplificator de FIF cu tranzistoare. Introducerea tranzistoarelor în amplificatoarele de FIF a fost determinată, ca și în alte montaje, de unele proprietăți ale acestora, ca, de exemplu: siguranța de funcționare mare, volum redus, consum de energie mic etc. Evoluția rapidă a tehnologiei de fabricație a tranzistoarelor a permis crearea unor tipuri de tranzistoare care au început să ocupe, pe scară largă, locul tuburilor în etajele de amplificare de FIF.

Datorită unor particularități specifice ale tranzistoarelor, alegerea și modul lor de utilizare se face după criterii deosebite de cele folosite în cazul tuburilor electronice.

Iată, de pildă, cîteva din criteriile care trebuie luate în considerare la studierea unui etaj de amplificare de FIF:

— alegerea schemei de montaj;
— alegerea punctului de funcționare a tranzistorului;
— modul de aplicare a tensiunii de RAA;
— tipul de neutrodinare.

Alegerea schemei de montaj. La prima vedere s-ar părea că este posibilă realizarea etajului de amplificare în toate cele trei tipuri de scheme de conectare cunoscute: emitor comun (EC), bază comună (BC) și colector comun (CC). În practică se întîlnesc numai schemele de conectare EC și BC. Alegerea uneia dintre aceste două ultime scheme este condiționată de mărimea amplificării de putere, de stabilitatea amplificării, precum și de realizarea adaptării cu circuitul de antenă.

Se arată că între conductanțele de intrare ale tranzistoarelor, conectate în schema EC sau BC, și amplificările în putere ale etajelor echipate cu tranzistoarele respective există relația:

$$A_{p(BC)}/A_{p(EC)} = g_{intr.\,(EC)}/g_{intr(BC)}. \qquad (4.24)$$

Relația este valabilă în condiții de adaptare perfectă.

Peste o anumită frecvență, situată în benzile de lucru, și care depinde de tipul tranzistorului utilizat, precum și de modul de execuție al schemei, conductanța de intrare a schemei EC devine mai mare decît în cazul schemei BC.

Rezultă că după o frecvență anumită, amplificarea în putere pentru montajul cu BC este mai mare decît pentru montajul cu EC. Acest lucru se poate explica și fizic; datorită capacităților parazite de cuplaj dintre ieșire și intrare, precum și reacției interne a tranzistorului montat în conexiune BC, apare de la o anumită frecvență o reacție pozitivă inerentă între circuitul de ieșire și cel de intrare, care contribuie la creșterea amplificării. Din punctul de vedere al adaptării cu circuitul de antenă, tot schema în conexiune BC se dovedește a fi mai bună.

Conductanța de intrare la schema în conexiune EC variază în gama de frecvențe 50-250 MHz în limite destul de largi, stricînd în acest fel adaptarea în domeniul de frecvență amintit.

Atunci cînd se urmărește obținerea unei amplificări de putere mari, fără a fi îndeplinită în mod riguros condiția de adaptare, montajul cu EC se preferă celui cu BC.

În sfîrșit, privind prin prizma neutrodinării, avantajul, în ceea ce privește amplificarea de putere, este tot de partea montajului cu BC neutrodinat.

Schemele electrice ale montajelor cu BC și EC sînt prezentate în fig. 4.16. O parte a circuitului de intrare este realizată în ambele scheme cu elementele $L_1 C_1$ plus admitanța de intrare.

Circuitul primar al filtrului de bandă al montajului din fig. 4.16, *a* este realizat cu elementele C_4, R_3, L_2, iar pentru cel de al doilea montaj cu L_2 și admitanța de ieșire a tranzistorului.

Condensatorul C_4 realizează un cuplaj capacitiv între primarul și secundarul filtrului de bandă, iar condensatorul C_N — neutrodinarea etajului cu emitorul comun. Amănunte despre neutrodinarea tranzistorului se pot găsi în cap. 5.

Indiferent, de modul de conexiune, amplificatorul de FIF, echipat cu tranzistoare, prezintă pericolul intermodulației, datorită neliniarității pronunțate a caracteristicilor tranzistorului. Reducerea fenomenului de intermodulație se poate obține printr-o liniarizare a caracteristicilor tranzistorului.

Liniarizarea caracteristicilor conduce însă la o pierdere de amplificare. Evitarea sau reducerea intermodulației dintre semnalul util și semnalele nedorite de amplitudini mari se mai poate obține și prin realizarea unui circuit de intrare acordat cu o bună selectivitate pentru canalul recepționat.

Arhiva digitala SaDAng

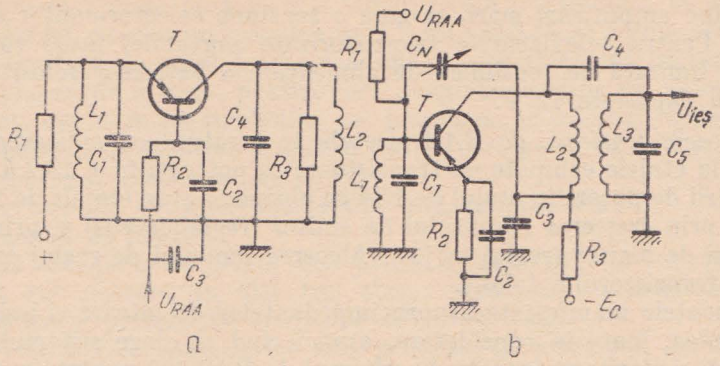


Fig. 4.16. Amplificator de FIF cu tranzistoare :
a — schema în conexiune BC; *b* — schema în conexiune EC.

Bobina de acord a filtrului trebuie să fie comutabilă în funcție de canal. Realizarea unor circuite selective prezintă dificultăți, din cauză că impedanța de intrare a tranzistorului în domeniul de *FIF* este foarte mică, de ordinul ohmilor sau al zecilor de ohmi, ceea ce produce o amortizare puternică a circuitului.

Folosirea unor circuite de adaptare speciale cu priză capacitivă sau inductivă (fig. 4.17) rezolvă problema.

O combinație de asemenea circuite realizează o protecție mărită față de fenomenul intermodulației.

Alegerea punctului de funcționare a tranzistorului. Rezistența echivalentă de zgomot a tranzistorului depinde de punctul său de funcționare. Ea depinde, în special, de valoarea curentului de emitor. Firmele producătoare de tranzistoare Mesa de tipul AF109, AF139, (AF 109 R), utilizate în etajul de FIF, arată că minimul rezistenței echivalente de zgomot are loc pentru valori ale curentului de emitor cuprinse între 1,5 și 2,5 mA.

Un alt parametru care definește punctul de funcționare, și care prezintă o importanță deosebită, este tensiunea colector-emitor ($-U_{CE}$). Din dorința

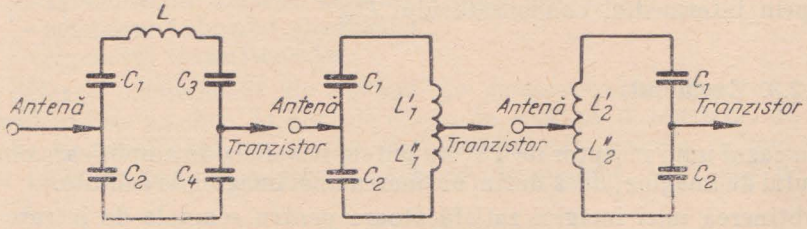


Fig. 4.17. Circuite de adaptare între antenă și tranzistor.

de a obține amplificări mari, se cere o tensiune colector-emitor de valoare ridicată. Pentru televizoarele tranzistorizate portabile, însă, valoarea lui U_{CE} este limitată de tensiunea de alimentare a bateriilor folosite, care, de obicei, nu depășește 12 V.

Aplicarea tensiunii de RAA. Detalii în legătură cu aplicarea tensiunii de RAA la etajele echipate cu tranzistoare se pot găsi în § 13.2.4. Scăderea amplificării de putere în etajul de FIF se obține ca și în etajele de FI în două moduri : prin creșterea curentului de emitor (reglaj în sus) și prin scăderea curentului de emitor (reglaj în jos). Alegerea modului de reglaj este funcție de tipul tranzistorului folosit.

Influențele manifestate asupra impedanțelor de intrare și ieșire trebuie, de asemenea, luate în considerare, atunci cînd se alege sistemul de RAA. Influențele nedorite provocate de sistemul de RAA în sus sînt : variații mari ale capacității de ieșire, care conduc la dezacordul circuitului de ieșire ; mărirea tensiunii de alimentare, în scopul compensării căderii de tensiune pe rezistența din colector, cădere provocată de creșterea curentului de emitor ; necesitatea unor tensiuni polarizare bază-emitor mari, care conduc la supraîncărcarea etajului respectiv.

Consecințele nedorite provocate de sistemul de RAA în jos sînt :

— modificarea impedanțelor de intrare și ieșire ale tranzistorului într-o măsură mai mică decît la sistemul de RAA în sus ;

— distorsionarea anvelopei de modulație a semnalului recepționat.

Dinamica reglării amplificării de putere la acționarea tensiunii de RAA este în practică de aproximativ 40 dB.

Neutrodinarea are drept scop anularea tensiunii de reacție dintre circuitul de ieșire și intrare al tranzistorului.

Problema neutrodinării se definește și se rezolvă, în principiu, ca și în cazul etajelor de *FI* (v. § 5.7).

În schema din fig. 4.16, *b* se utilizează o neutrodinare de tip capacitiv.

Tensiunea culeasă la bornele lui C_3 este în opoziție de fază cu tensiunea de colector. Această tensiune se aplică în baza tranzistorului prin intermediul lui C_N, care este reglabil.

Tensiunea de reacție, care a apărut în baza tranzistorului datorită existenței admitanței interne de reacție, este anulată de tensiunea injectată în bază prin intermediul condensatorului C_N.

4.2.3. Zgomotul

În cazul unui receptor de TV, nu putem beneficia de amplificarea maximă a lanțului de imagine, dacă dorim obținerea unei imagini de calitate.

Obținerea unei imagini satisfăcătoare pentru semnale de intrare foarte mici, de ordinul microvolților sau al zecilor de microvolți, (deși amplificarea

Arhiva digitala SaDAng

maximă poate ajunge pînă la 5×10^6 ori) este împiedicată de factorul de zgomot. Astfel, pentru un receptor de TV este util să se definească nu sensibilitatea limitată de amplificarea maximă, ci sensibilitatea limitată de zgomot (tensiunea de intrare, pentru care imaginea conține un anume procent de zgomot, dar care nu împiedică ca imaginea să rămînă satisfăcătoare).

Zgomotele care însoțesc semnalul util, și care perturbă în final imaginea, se pot împărți în două mari categorii :

a) perturbații externe, accidentale sau propriu-zise;

b) zgomot de fond.

Prima categorie de perturbații poate fi împărțită, în funcție de sursa care le-a dat naștere, în alte trei clase : perturbații atmosferice, perturbații cosmice și perturbații artificiale sau industriale.

— Perturbațiile atmosferice sînt produse, în principal, de descărcările electrice care au loc în natură, între nori sau între masele de aer cald și masele de aer rece. Spectrul lor de frecvență scade rapid cu frecvența și în consecință acțiunea lor asupra emisiunilor de TV este practic neglijabilă.

— Perturbațiile cosmice sînt produse de schimburile de energie ce se petrec în univers (soare, stele etc.). Spre deosebire de perturbațiile atmosferice, care au un caracter discontinuu, perturbațiile cosmice au și un caracter continuu. Radiațiile solare prezintă, exceptînd domeniul undelor centimetrice și decimetrice, toate caracteristicile unui zgomot de origine termică.

— Perturbațiile artificiale sau industriale sînt produse de aparate și dispozitive create de mîna omului, ca : motoare, întreruptoare de mare putere, diverse aparate electrice etc. Toate aceste perturbații se produc la întreruperea bruscă a curentului electric din dispozitivele respective.

O particularitate a acestor perturbații constă în faptul că, fiind produse de aparate legate la rețeaua de alimentare, ele se propagă și de-a lungul firului rețelei la distanțe destul de mari. O altă categorie de perturbații industriale, care nu sînt legate de rețeaua de alimentare, dar a căror energie maximă se găsește în domeniul benzilor de TV, provine din instalații de distribuție și aprindere a motoarelor cu explozie.

Zgomotul de fond este de origină termodinamică.

Componentele zgomotului de fond pentru un receptor de TV sînt următoarele :

— zgomotul de agitație termică în antenă;

— zgomotul de agitație termică în circuitul de intrare;

— zgomotul de agitație termică a altor circuite;

— zgomotul tuburilor electronice;

— zgomotul tranzistoarelor.

Fiecare componentă de zgomot se caracterizează printr-o rezistență echivalentă de zgomot, la bornele căreia se creează o tensiune de zgomot.

Se demonstrează că, pentru rezistențele care produc zgomote de agitație termică, tensiunea corespunzătoare de zgomot este dată de relația :

$$E_{zg(\mu v)} = \sqrt{4KTRB}, \tag{4.25}$$

unde: $K = 1{,}38 \times 10^{-23}$ joule/grad reprezintă constanta lui Boltzman; T — temperatura absolută a rezistenței, măsurată în grade Kelvin; R — valoarea rezistenței, în kiloohmi și B — banda de trecere a amplificatorului care urmează sursei de zgomot, în megaherți.

Zgomotul apărut în antenă, în circuitul de intrare sau în alte circuite se datorește părții reale a impedanței antenei sau a celorlalte circuite.

Zgomotul tuburilor electronice este determinat și el, la rîndul lui, de mai multe componente:

— zgomotul de alice, care poate fi asimilat cu zgomotul de agitație termică din rezistențe;

— zgomotul indus în electrodul de comandă, datorită timpului de tranzit finit al electronilor;

— zgomotul de licărire a catodului;

— zgomotul dat de emisiunea secundară;

— zgomotul dat de ionii pozitivi;

— zgomotul dat de o modulație cu rețeaua sau parazită;

— zgomotul microfonic.

Zgomotul de alice se datorește fluctuațiilor curentului electronic din interiorul tubului în jurul unei valori medii. Aceste fluctuații sînt puternic influențate de existența sarcinii spațiale și a electrozilor cu potențial pozitiv, interpuși între anod și catod.

Din cauză că timpul de trecere al electronilor de la catod la anod este diferit de perioada de oscilație a semnalului aplicat electrodului de comandă, apare între electrodul de comandă și masă o impedanță electronică, compusă dintr-o rezistență în paralel pe o capacitate. Existența rezistenței produce zgomotul indus în electrodul de comandă.

Zgomotul de licărire a catodului apare ca urmare a variației suprafeței emisive a catodului. El se manifestă în mod deosebit la frecvențe foarte joase. Acest zgomot crește cu pătratul curentului de emisie și descrește cu pătratul frecvenței de lucru.

Zgomotul dat de emisia secundară se explică prin fluctuația fasciculului electronic, determinată de apariția unor electroni proveniți din emisia secundară.

Zgomotul dat de ionii pozitivi se explică tot prin fluctuația fasciculului electronic, datorită apariției unor ioni pozitivi rezultați în urma ciocnirii electronilor cu moleculele de gaz existente în interiorul tubului.

Zgomotul dat de o modulație cu rețeaua provine, fie dintr-o proastă izolație între catod și filament, fie datorită prezenței unor cîmpuri magnetice exterioare sau termice de frecvența rețelei.

Zgomotul microfonic apare ca urmare a vibrațiilor mecanice a elementelor constructive ale tubului.

Fiecare dintre aceste componente de zgomot poate fi caracterizată printr-o rezistență echivalentă de zgomot conectată în serie cu electrodul de comandă al tubului respectiv.

Arhiva digitala SaDAng

Expresiile rezistențelor echivalente de zgomot, datorită zgomotului de alice, pentru diverse tipuri de tuburi electronice, sînt redate în cele ce urmează :

— pentru o triodă amplificatoare :

$$R_{echiv.zg} = \frac{2{,}5}{S}; \tag{4.26}$$

— pentru o pentodă amplificatoare :

$$R_{echiv.zg} = \frac{I_a}{I_a + I_{g2}}\left(\frac{2{,}5}{S} + \frac{20I_{g2}}{S^2}\right); \tag{4.27}$$

— pentru o triodă care lucrează într-un etaj de amestec

$$R_{echiv,zg} = \frac{4}{S_c}; \tag{4.28}$$

— pentru o pentodă care lucrează într-un etaj de amestec

$$R_{echiv.zg} = \frac{I_a}{I_a + I_{g2}}\left(\frac{4}{S_c} + \frac{20I_{g2}}{S_c^2}\right), \tag{4.29}$$

unde I_a este curentul anodic, măsurat în amperi, I_{g2} — curentul grilei ecran, măsurat în amperi; S — panta medie, măsurată în amperi/volți și S_c — panta de conversie, măsurată în amperi pe volți. Rezistența rezultată este măsurată în ohmi.

Și la tranzistoare ca și la tuburile electronice se poate determina o rezistență echivalentă de zgomot conectată în serie cu electrodul de comandă și care depinde de parametrii caracteristici ai tranzistorului respectiv.

Factorul de zgomot. Se consideră un cuadripol *2*, excitat de un generator de semnal *1*, debitînd energie pe o sarcină *3* (fig. 4.18).

Inpedanțele de intrare și de ieșire ale cuadripolului pot avea componente reactive și pot fi adaptate sau nu la generator sau la circuitul de sarcină. Factorul de zgomot se definește în mai multe feluri, dintre care alegem pe cel mai des utilizat în literatura de specialitate.

Notăm cu $P_{intr\,s}$ puterea disponibilă de semnal a generatorului : cu $P_{intr\,zg}$ — puterea maximă disponibilă de zgomot a generatorului; cu $P_{ieș\,s}$ — puterea disponibilă de semnal, măsurată la bornele circuitului de sarcină și cu $P_{ieș\,zg}$ — puterea disponibilă de zgomot, măsurată la aceleași borne. Cu aceste notații factorul de zgomot F se poate scrie :

$$F = \left(\frac{P_{intr\,s}}{P_{intr\,zg}}\right)\left(\frac{P_{ieș\,s}}{P_{ieș\,zg}}\right). \tag{4.30}$$

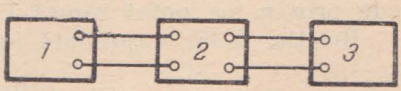


Fig. 4.18. Schemă pentru definirea factorului de zgomot :
1 generator; *2* — cuadripol; *3* — sarcina.

În cazul în care există adaptare între generator și cuadripol, puterea maximă de semnal la intrare devine :

$$P_{intr\,s} = \frac{U_g^2}{4R_g}, \tag{4.31}$$

unde U_g și R_g sînt, respectiv, tensiunea și rezistența internă a generatorului.

Puterea de zgomot se deduce din relația :

$$P_{intr\,zg} = \frac{E_{zg}^2}{4R_{zg}} = KTB. \tag{4.32}$$

Înlocuind relațiile (4.31) și (4.32) în relația (4.30) și ținînd seamă că amplificarea în putere a cuadripolului este A_p, factorul de zgomot devine :

$$F = \frac{P_{ieș\,zg}}{KTB\,A_p}. \tag{4.33}$$

Pentru un cuadripol ideal, $F = 1$. În cazul unui receptor de TV, factorul de zgomot este întotdeauna mai mare decît unitatea. Se demonstrează că dacă avem un șir de n cuadripoli, montați în cascadă (cazul receptorului de TV), factorul de zgomot total este dat de expresia :

$$F = F_1 + \frac{F_2 - 1}{A_{p1}} + \frac{F_3 - 1}{A_{p2}} + \frac{F_4 - 1}{A_{p3}} + \ldots + \frac{F_n - 1}{A_{p(n-1)}}, \tag{4.34}$$

unde F_1, F_2, ... F_n reprezintă factorii de zgomot ai cuadripolilor considerați separat, iar A_{p1}, A_{p2} ,... $A_{p(n-1)}$ — amplificările în putere ale primilor $n - 1$ cuadripoli.

În cazul receptorului de TV amplificările de putere ale diverselor etaje considerate drept cuadripoli sînt suficient de mari, încît să ne permită neglijarea tuturor termenilor din expresia 4.34 care conțin la numitor valoarea unei amplificări. Astfel, factorul de zgomot al unui receptor de TV este dat, practic, de factorul de zgomot al primului etaj de amplificare.

Dacă receptorul este echipat cu un montaj cascodă, etajul care contribuie în mod esențial la factorul global de zgomot este cel echipat cu trioda montată cu catodul la masă.

Expresia (4.30) se mai poate scrie și în modul următor :

$$F = n_{intr}/n_{ieș} \tag{4.35}$$

unde prin n s-a notat raportul puterilor semnal/zgomot.

Relația (4.35), exprimată în decibeli, devine :

$$n_{intr}(\mathrm{dB}) = F_{dB} + n_{ieș}(\mathrm{dB}). \tag{4.36}$$

În tabelul 4.1 este dată o corespondență între calitatea imaginii și raportul puterilor semnal/zgomot la ieșire.

Arhiva digitala SaDAng

4.2.4. Etaje schimbătoare de frecvență

Principiul schimbării de frecvență în receptoarele de TV nu diferă de cel utilizat în receptoarele de radiodifuziune. Pentru realizarea acestei operații sînt necesare două etaje : un etaj oscilator, care să livreze o tensiune sinusoidală de frecvență f_h și un etaj de amestec sau de mixare, care să mixeze tensiunea oscilatorului local cu tensiunea semnalului recepționat de frecvență f_s. În urma acestui amestec rezultă un semnal de frecvență intermediară f_i. Modul de obținere al *FI* în diverse standarde de TV este ilustrat de relațiile următoare :

$$f_i = f_h - f_s, \tag{4.37}$$

$$f_i = f_s - f_h; \tag{4.38}$$

$$f_i = f_s + f_h. \tag{4.39}$$

Pentru standardul O.I.R.T., schimbarea de frecvență se face conform relației (4.37).

Etajul de amestec. Ca element activ al etajului de amestec poate fi utilizat, fie un tub cu vid, fie un element semiconductor. Relația de neliniaritate dintre curentul de ieșire și tensiunea de intrare la elementul activ

$$(i_{ieș} = kU^n_{intr},\ n > 1).$$

reprezintă condiția în virtutea căreia are loc schimbarea de frecvență. Dacă de exemplu, $U_{intr} = U_{go} + U_1 \cos \omega_1 t + U_2 \cos \omega_2 t$ și $n = 2$, atunci $i_{ieș}$ are expresia :

$$i_{ieș} = I_0 + I_1 \cos \omega_1 t + I_2 \cos \omega_2 t + i_3 \cos (\omega_1 - \omega_2) t + I_4 \cos (\omega_1 + \omega_2) t +$$
$$+ I_5 \cos 2\omega_1 t + I_6 \cos 2\omega_2 t.$$

Circuitul de ieșire al etajului de amestec fiind acordat pe frecvența $f_1 - f_2$, înseamnă că singura componentă a curentului care va străbate circuitul va fi $I_3 \cos (\omega_1 - \omega_2) t$.

Printre alte condiții pe care trebuie să le satisfacă un etaj de amestec utilizat în TV se pot enumera următoarele :

— o pantă de conversie ridicată ;

— o rezistență echivalentă de zgomot redusă ;

— o stabilitate a amplificării într-o gamă largă de frecvențe.

Etaj de amestec cu tuburi electronice. Există două procedee, de amestec, în ceea ce privește locul de injectare a tensiunii de oscilație ;

— amestecul aditiv (tensiunea de oscilație se aplică împreună cu tensiunea de semnal pe același electrod al tubului) ;

— amestecul multiplicativ (tensiunea de oscilație se aplică pe un electrod diferit de cel pe care se aplică tensiunea de semnal).

Poate fi utilizat orice tip de tub electronic : triodă, pentodă, hexodă, heptodă etc.

Respectarea condițiilor impuse mai sus vine să limiteze tipurile utilizabile, reducîndu-le în esență la două : trioda și pentoda. Eliminarea tuburilor multigrile (hexoda, heptoda etc.), la care s-ar fi aplicat procedeul de amestec multiplicativ, este indicată și din cauza dezavantajelor pe care le prezintă acest procedeu utilizat în TV. Într-adevăr, prin acest procedeu, pentru mărirea pantei de conversie, care este mai scăzută decît în cazul amestecului aditiv, la aceleași tensiuni aplicate este necesar să se mărească tensiunea de oscilație, ceea ce este foarte dificil la frecvențele ridicate la care se lucrează. Mărirea amplificării oscilatorului local, în scopul obținerii unei tensiuni de oscilație mărite, conduce la instabilitatea acestuia.

În consecință, singurul procedeu utilizat pînă în prezent în schimbătoarele de frecvență cu tuburi este cel de amestec aditiv.

Folosirea triodei ca element activ de amestec are inconvenientul unei pante de conversie mai reduse decît la o pentodă și în plus necesită o neutrodinare datorită capacității parazite de reacție dintre anod și grilă de valoare mare. Folosirea pentodei ca element activ de amestec prezintă dezavantajul existenței unei rezistențe echivalente de zgomot mai mari decît la triodă, la aceeași valoare a pantei de conversie. Tuburile utilizate pînă în prezent pentru etajul de amestec sînt, de obicei, părți ale unui tub multiplu : dublă triodă sau triodă-pentodă, în care trioda este utilizată exclusiv pentru oscilatorul local.

Ca exemple de tuburi se pot cita următoarele : 6N3P, 6FIP, PCF80, ECF80, PCF82, ECF82, PCF86, PCF801, ultimele două avînd performanțele cele mai ridicate.

Etaj de amestec cu elemente semiconductoare. În receptoarele de TV portabile sau în receptoarele staționare cu caracter hibrid, în care selectorul de canale este complet tranzistorizat, etajul de amestec este realizat, fie cu un tranzistor, fie cu o diodă semiconductoare.

Amintim numai, cu titlu informativ, unele tipuri de diode utilizabile; diode cu cristal, diode tunel și diode lucrînd în zona inversă a caracteristicii.

Deoarece în majoritatea cazurilor elementul semiconductor este tranzistorul, considerațiile care se vor face se vor referi numai la montajele cu tranzistoare.

Schemele de conectare, pentru tranzistoarele utilizate în etajul de amestec, pot fi de tipul cu bază comună (BC) sau cu emitorul comun (EC). Indiferent de tipul de schemă utilizată, semnalul de FI se culege de pe colectorul tranzistorului, iar tensiunile de oscilație și ale semnalului recepționat se aplică spațiului bază-emitor. Este posibil ca cele două tensiuni de frecvențe f_h și f_s să se aplice, fie amîndouă bazei (EC), fie amîndouă emitorului (BC). În cazul cînd, din punct de vedere alternativ, nici unul dintre electrozi bază sau emitor nu este conectat la masă, este posibil ca o tensiune să se aplice pe emitor și alta pe bază.

Arhiva digitala SaDAng

Acest ultim mod de aplicare este practicat, de obicei, în televizoarele hibride.

Alegerea schemei de conectare, EC sau BC, la un tranzistor dat, este dictată de performanţele oferite de cele două scheme, corelîndu-le, evident, cu cerinţele impuse etajului de amestec. Astfel, la schema cu emitorul comun, valoarea impedanţei bază-emitor, la FI este mai mare decît în schema BC, prilejuind prin aceasta o reacţie negativă puternică între circuitul de ieşire şi cel de intrare, ceea ce conduce la o scădere a pantei de conversie. Datorită acestei reacţii pot apărea şi deformări ale caracteristicii de amplitudine-frecvenţă. Mai mult, la schema în conexiune EC, conductanţa de intrare are o scădere bruscă la scăderea frecvenţei, accentuînd prin aceasta pericolul de intermodulaţie. Totuşi, schema în conexiune EC este avantajoasă, atunci cînd se urmăreşte asigurarea unei dispersii mici a pantei de conversie, dispersie provocată de tehnologia de fabricaţie.

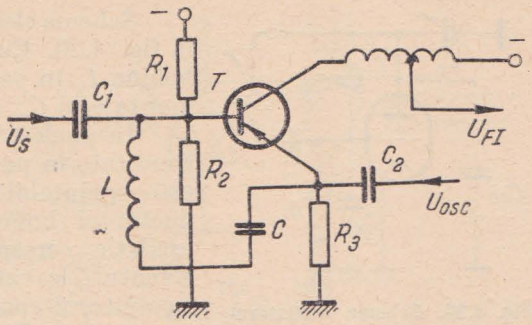


Fig. 4.19. Etaj de amestec în conexiune EC cu circuit rezonant între bază şi emitor.

În fig. 4.19 este prezentată schema unui etaj de amestec echipat cu un tranzistor în conexiune EC. Tensiunea de oscilaţie este aplicată pe emitor prin condensatorul C_2, iar cea de semnal pe bază — prin condensatorul C_1. În paralel, pe impedanţa de intrare s-a conectat un circuit serie rezonant LC, în scopul micşorării impedanţei de intrare în domeniul frecvenţei intermediare.

Circuitul LC fiind un circuit acordat serie, la frecvenţa dorită are o impedanţă foarte mică, micşorînd în acest fel impedanţa de intrare a tranzistorului.

Oscilatorul local. Un montaj de generare a unor tensiuni de oscilaţie necesare în domeniul de FIF, echipat cu tub electronic sau cu tranzistor, trebuie să îndeplinească următoarele condiţii principale :

— tensiunea de oscilaţie să fie pur sinusoidală;
— tensiunea de oscilaţie să aibă o amplitudine constantă pe toate canalele;
— stabilitatea frecvenţei de oscilaţie să fie cît mai mare;
— radiaţia să fie redusă.

Pentru îndeplinirea acestor condiţii se iau o serie de măsuri în ceea ce priveşte alegerea schemei electrice a oscilatorului cît şi realizarea constructivă a acestuia.

Montaj de oscilator cu tub electronic. Montajele de oscilator întîlnite frecvent în radiotehnică sînt cele de tipul Colpitts, Hartley, Meissner, circuit acordat în anod sau în grilă. În selectoarele de canale FIF montajul utilizat aproape întotdeauna este cel de tip Colpitts.

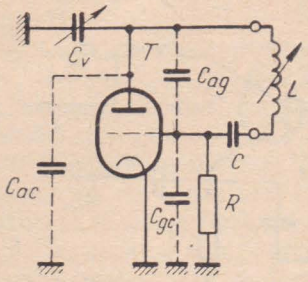


Fig. 4.20. Schema oscilatorului de tip Colpitts.

Schema electrică a montajului se poate vedea în fig. 4.20. Circuitul oscilanat este compus din bobina L, în paralel cu capacitățile parazite ale montajului C_{ac} și C_{gc}, montate în serie.

În unele scheme pot apărea elemente fizice conectate în paralel cu cele parazite. Bobina L este comutabilă pe canale. Prin variația inductanței bobinei L se reglează frecvența de oscilație corespunzătoare canalului recepționat. Eventualele variații de frecvență sînt corectate cu ajutorul condensatorului C_V (condensator de acord fin). Folosirea montajului oscilator tip Colpitts îmbunătățește stabilitatea frecvenței de oscilație și simplifică construcția mecanică a selectorului de canale cu acord separat, prin faptul că bobina L, comutabilă pe canale, face contact numai în două puncte, spre deosebire de montajul Hartley, unde bobina face contact în trei puncte. Numărul redus de contacte contribuie și la o mărire a siguranței de funcționare.

La montajele oscilatoare cu tuburi, variația în timp a frecvenței de oscilație este determinată de următorii factori mai importanți:

— variația temperaturii elementelor circuitului, provocată de modificarea temperaturii mediului ambiant exterior, precum și a încălzirii tuburilor din interiorul receptorului;

— variația tensiunilor de alimentare ale tubului (aceste fluctuații se traduc printr-o variație a temperaturii electrozilor tubului și într-o măsură mai redusă a temperaturii mediului înconjurător montajului; în același timp, fluctuațiile tensiunilor de alimentare provoacă modificarea conductanțelor și capacităților dintre electrozi);

— eforturile mecanice exercitate asupra selectorului de canale în timpul manipulării lui;

— modificarea valorii elementelor din circuit datorită umidității și îmbătrînirii acestora.

Variația frecvenței oscilatorului în timpul recepționării unei emisiuni poate avea efecte neplăcute asupra imaginii și sunetului. De aceea, variațiile admisibile de frecvență sînt cuprinse între 150 și 250 kHz în jurul frecvenței corecte. În cazul receptoarelor de TV cu căi separate, o deviație mai mare decît cea admisibilă conduce chiar la eliminarea completă a sunetului.

Utilizarea tubului electronic în montajul oscilator poate da naștere unui efect microfonic provocat de vibrațiile acustice ale difuzorului. Apare o modulație de frecvență a tensiunii de oscilație, care se manifestă pe ecran sub forma unor dungi orizontale de lățimi și intensități variabile, în ritmul vibrației acustice. Evitarea acestui fenomen neplăcut impune luarea unor măsuri speciale încă din faza de construcție a receptorului, ca, de exemplu:

— selecția tuburilor din punct de vedere microfonic;

Arhiva digitala SaDAng

— alegerea judicioasă a amplasamentului difuzorului în raport cu poziția selectorului de canale;

— suspensia elastică a difuzorului și a selectorului de canale;

— construcția bine studiată a casetei televizorului.

Un alt efect neplăcut, datorită existenței oscilatorului local, îl constituie radiația. O radiație puternică a oscilatorului local poate deranja atît receptoarele TV vecine cît și receptorul propriu. Semnalul radiat se propagă prin antenă, prin rețea sau direct. Utilizînd diverse tipuri de blindaje și elemente de decuplare, radiația directă sau prin rețea poate fi micșorată. Pentru reducerea semnalelor radiației ce se propagă prin antenă se iau o serie de măsuri. Dintre acestea fac parte și următoarele :

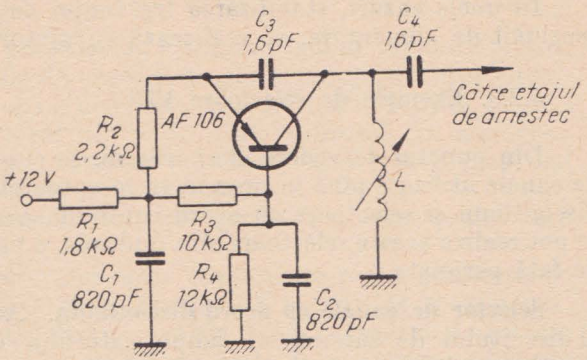


Fig. 4.21. Montaj de oscilator cu tranzistor.

— utilizarea în oscilator a unor circuite care suprimă armonicile;

— utilizarea unui etaj de FIF cu cît mai multe circuite acordate;

— punerea la masă a tuturor axelor de comandă;

— decuplare severă a firelor de alimentare care ies sau intră în carcasa selectorului de canale.

Montaj de oscilator cu tranzistoare. Schema circuitului oscilant poate fi, în principiu, de același tip cu cea utilizată în montajul cu tub electronic : Colpitts, Hartley etc. Și aici tipul de montaj cel mai des utilizat este Colpitts.

Schema de conectare a tranzistorului în montajul oscilator este de tipul BC sau EC. Din cauza unor performanțe superioare, pe care le are schema de conexiune BC față de schema de conexiune EC, prima schemă este preferată în majoritatea montajelor. Schema în conexiune BC asigură un nivel constant al tensiunii de oscilație la creșterea frecvenței datorită reacției pozitive interne dintre emitor și colector. De asemenea, asigură regimul de oscilație la frecvențele înalte numai cu o capacitate exterioară de valoare pînă la 2pF, montată între colector și emitor.

Iată, de pildă, în fig. 4.21, cum arată o schemă practică de oscilator cu tranzistor în conexiune BC.

Circuitul oscilant este format din bobina L, capacitățile dintre electrozii tranzistorului și condensatorului C_3. De altfel, condensatorul C_3, de capacitate 1,6 pF, stabilizează frecvența oscilatorului care ar varia, mai ales în zona frecvențelor superioare ale domeniului de FIF, din cauza variației capacității interne de reacție dintre emitor și colector. Stabilitatea termică a oscilatorului este asigurată de rezistențele R_1, R_2, R_3, și R_4.

În unele cazuri, stabilizarea frecvenței de oscilație, datorită variațiilor tensiunii de alimentare, se realizează cu ajutorul unei diode Zener.

4.2.5. Exemple de selectoare FIF

Din punctul de vedere al acordului, se cunosc două tipuri de selectoare de canale utilizate pînă în prezent în receptoarele de TV : selectoare cu acord discontinuu și selectoare cu acord continuu. Variantele constructive în care se pot realiza aceste selectoare sînt multiple, o parte din ele fiind în momentul de față perimate.

Selector de canale cu acord discontinuu. Acordul circuitului de intrare, al circuitului de sarcină al amplificatorului de FIF, precum și al circuitului oscilant al oscilatorului local, se face în mod independent pentru fiecare canal în parte.

Acordul circuitelor amintite se poate efectua, în principiu, fie prin variația capacității, fie a inductanței. Cu toate acestea, elementul care își variază valoarea de la canal la canal, pentru fiecare circuit în parte, la toate tipurile de selectoare cu acord discontinuu, este bobina.

Referindu-ne la modul de comutare a bobinei, deosebim două procedee.

Într-un prim procedeu, pentru acordul circuitelor canalului inferior, se utilizează cîte o bobină de fiecare circuit, construită cu un număr cît mai mare de spire. Frecvența de acord a circuitului respectiv este determinată de bobină, în care pentru un reglaj fin se mai introduce un miez magnetic și celelalte elemente fixe ale schemei. Acordul circuitelor pentru un canal imediat superior se realizează prin scurtcircuitarea unui număr oarecare de spire din bobina completă. Pe măsură ce ne apropiem de canalul superior, numărul spirelor scurtcircuitate crește. Sistemul mecanic de fixare al bobinei și de scoatere din funcțiune a anumitor părți din bobină a condus la următoarele variante mai cunoscute;

— selector cu comutator multiplu (porțiunile de bobină ce trebuie eliminate la trecerea de la un canal la altul sînt montate între niște ploturi pe care calcă cursorul comutatorului (fig. 4.22).

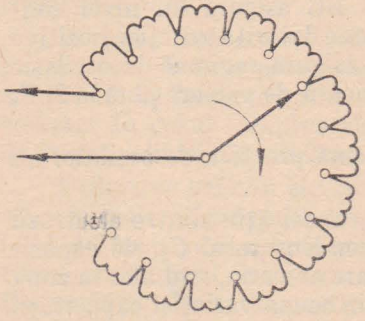


Fig. 4.22. Schema simplificată a comutatorului cu ploturi.

— selector cu tambur (bobina unui circuit este înfășurată pe tambur și la rotirea acestuia o lamelă scurtcircuitează spirele nenecesare);

— selector cu butoane (bobina completă a unui circuit este montată într-un dispozitiv prevăzut cu contacte. Prin apăsarea unui buton, două contacte se închid scurtcircuitînd o parte din bobină).

Un reglaj mai precis pentru încadrarea acordului în limitele canalului respectiv se

Arhiva digitala SaDAng

efectuează cu ajutorul unor miezuri magnetice sau de alamă, care pot fi deplasate în interiorul bobinei.

În cazul celui de-al doilea procedeu se utilizează bobine separate pentru circuitele fiecărui canal. Bobinele de acord necesare acordului tuturor circuitelor unui canal sînt plasate pe două plachete, care, la rîndul lor, sînt plasate pe rotorul unui tambur. Selectorul de canale care utilizează un asemenea procedeu a primit denumirea de „rotactor". Rotactorul a fost și încă mai este utilizat în mare majoritate a receptoarelor de TV.

În fig. 4.23 se prezintă schema electrică completă a rotactorului care echipează televizorul „Intim".

Circuitul de intrare al selectorului are o construcție puțin deosebită de cea clasică, diferențiindu-se chiar și în funcție de benzile de recepționat. Astfel, pentru benzile *I* și *II* O.I.R.T. (canalele *1—5*), circuitul de intrare este constituit din bobinele L_5, L_6, condensatoarele C_2, C_3, rezistențele de amortizare R_1, R_2.

În banda *III* (canale *6 — 12*) din circuitul de intrare se elimină bobina L_6, rezistența R_1 și condensatorul de decuplare C_4. Conectarea antenei la selector se face asimetric, pe o impedanță de 75 Ω. În scopul evitării unui scurtcircuit al rețelei, pentru o montare greșită a fișei de rețea, blindajul antenei este separat de șasiul televizorului prin condensatorul C_1 de 1nF.

Amplificatorul de FIF este realizat în montaj cascodă, echipat cu dubla triodă T_1-PCC189.

Neutrodinarea primei triode este de tipul cu circuit acordat între placă și grilă, elementele circuitului fiind bobina L_4 și capacitatea anod-grilă. Condensatorul C_5 împiedică pătrunderea tensiunii continue în grila de comandă. Tensiunea de RAA se aplică grilei triodei cu catodul comun prin intermediul rezistenței R_2. O oarecare compensare a capacității de intrare, datorită variației tensiunii de RAA, o realizează rezistența R_3, conectată în catodul triodei și care este slab decuplată de către condensatorul C_7. Alimentarea în curent continuu a montajului cascodă este de tipul serie.

Stabilirea potențialului continuu al grilei celei de-a doua triode, la o valoare apropiată, dar inferioară potențialului catodului aceleiași triode, se obține prin divizorul rezistiv R_4, R_5. Din punct de vedere alternativ, grila triodei a doua este pusă la masă de condensatorul C_9.

Circuitul de sarcină al montajului cascodă este un filtru de bandă cu cuplaj inductiv, realizat din elementele : bobinele L_3 și L_2, trimerii C_8 și C_{13}, condensatoarele C_{14} și C_{15}, rezistența R_6, precum și impedanțele de intrare și de ieșire ale etajelor de amestec, respectiv de amplificare în FIF.

Rezistența R_7 servește la aplicarea tensiunii de RAA pe grila etajului de amestec atunci cînd acest etaj este utilizat și în domeniul UIF. Cînd selectorul lucrează în domeniul FIF, rezistența R_7 se conectează la masă. Prin punctul *G* se aplică semnalul necesar măsurării caracteristicii de amplitudine-frecvență a amplificatorului de FI. Schimbarea de frecvență se efectuează cu ajutorul tubului T_2-PCF801, în care pentoda folosește etajului de amestec, iar trioda oscilatorului local. Amestecul este de tip aditiv, ambele tensiuni

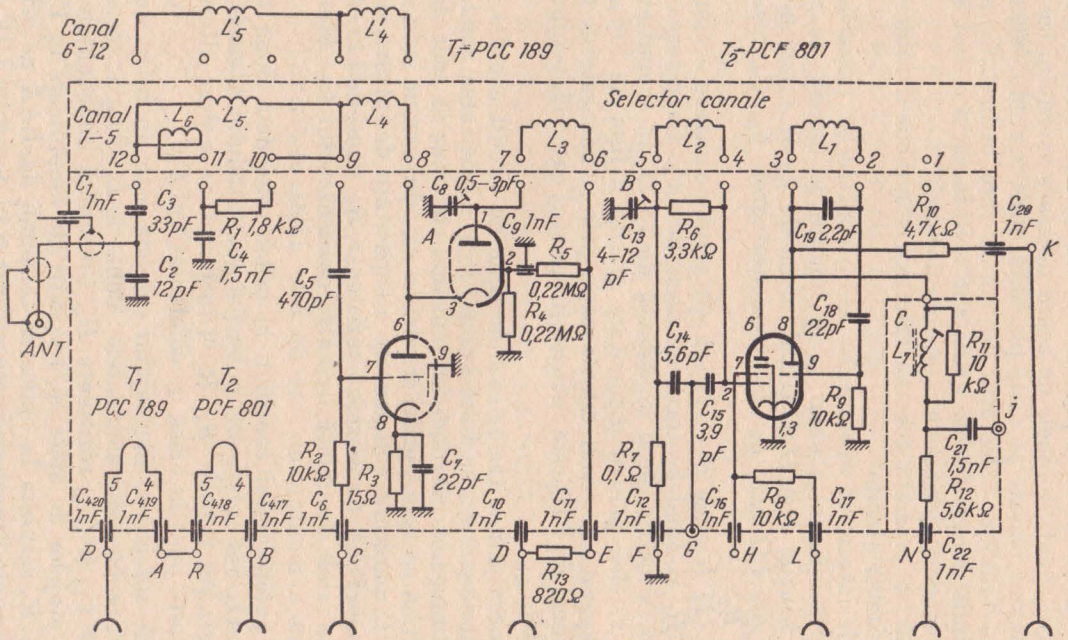


Fig. 4.23. Schema electrică a selectorului de canale cu acord discontinuu de la TV INTIM.

Arhiva digitala SaDAng

de oscilație și a semnalului recepționat — aplicîndu-se pe grila de comandă a pentodei. Cuplajul oscilatorului cu etajul de amestec este inductiv (între bobinele L_1 și L_2).

Montajul oscilatorului este de tip Colpitts, cu circuitul oscilant format din : bobina L_1, condensatorul C_{19}, capacitățile parazite anod-masă și grilă-masă.

Acordul fin al oscilatorului local este de tipul „cu memorie"; un dispozitiv exterior cu cremalieră supus unei mișcări de rotație acționează asupra unei tije, care este introdusă în interiorul carcasei bobinei L_1. Acționarea tijei imprimă o mișcare de translație miezului de alamă în interiorul bobinei L_1 pînă în poziția în care acordul este corect. Prin decuplarea dispozitivului exterior, tija se retrage din interiorul bobinei, miezul rămînînd în poziția pentru care canalul este acordat. În mod analog se pot acorda și restul canalelor, fără a se influența frecvența canalelor deja acordate. Grupul L_7, R_{11}, R_{12} și C_{ie_5} pentodă formează o parte a filtrului de bandă cu cuplaj capacitiv pentru FI.

Selector de canale cu acord continuu. Reglajul continuu al frecvenței circuitelor de acord ale selectorului, prin variația continuă a inductanței unei bobine sau capacității unui condensator sau a unui element semiconductor, reprezintă ideea de bază în tehnica de construcție a selectoarelor cu acord continuu. Folosirea unui condensator variabil, care prin variația capacității de la valoare maximă la valoare minimă să reușească să acopere tot domeniul de FIF, în prezența capacităților parazite ale montajului, este foarte problematică. Pentru justificare în continuare se face un calcul explicativ.

Aproximînd domeniul de FIF necesar recepționării semnalelor de TV la 50-250 MHz, rezultă un factor de acoperire :

$$a = \frac{f_{max}}{f_{min}} = \frac{250}{50} = 5.$$

Valoarea inductanței bobinei circuitului de acord fiind constantă în tot domeniul, rezultă că acoperirea domeniului trebuie s-o facă un condensator al cărui raport dintre capacitatea maximă și minimă este egal cu :

$$b = \frac{C_{max}}{C_{min}} = \frac{f^2_{max}}{f^2_{min}} = 25.$$

Ținînd seamă de existența capacităților parazite (C_p), conectate în paralel pe condensatorul de acord care pentru simplificare le considerăm constante în tot domeniul, b devine raportul dintre capacitatea maximă de acord a circuitului și cea minimă.

Astfel :

$$b = \frac{C_{max} + C_p}{C_{min} + C_p},$$

C_{max} și C_{min} fiind capacitatea maximă, respectiv minimă a condensatorului variabil.

Folosind formula lui Thomson pentru frecvența cea mai mare (250 MHz) se obține relația $LC = 0{,}4$ între inductanța constantă (L) a circuitului de acord exprimată în microhenri și capacitatea minimă de acord ($C_{min} + C_p$), exprimată în picofarazi.

Cum capacitatea parazită a circuitului C_p este de ordinul picofarazilor, înseamnă că $C_{min} < 1$ pF, iar $L < 0{,}1$ μH, valori care necesită o înaltă precizie de realizare a elementelor respective. Mai mult, raportul de acoperire fiind 25, înseamnă că în condițiile presupuse trebuie ca $C_{max} + C_p > 100$ pF. Realizarea unui condensator variabil cu capacitatea maximă peste 100 pF, nu va permite scăderea capacității reziduale (C_{min}) sub cîțiva picofarazi. În această situație condiția $LC = 0{,}4$ va fi extrem de greu de îndeplinit. Dacă mai adăugăm și prețul de cost ridicat al unui condensator variabil, rezultă că soluția cu condensator variabil nu este acceptabilă.

Dacă se folosește soluția cu inductanța reglabilă, raportul dintre L_{max} și L_{min} este și în acest caz de 25 ori. Obținerea acestui raport prin varierea inductanței cu ajutorul unui miez magnetic este, de asemenea, dificilă, din cauză că permeabilitatea efectivă a miezurilor magnetice utilizate în acest domeniu de frecvență nu depășește valori de ordinul unităților. Combinîndu-se un miez de alamă (scade inductanța) pentru acordul la frecvențe înalte cu un miez magnetic, (crește inductanța), se poate obține acoperirea întregului domeniu de frecvență. O nouă soluție, utilizată în mod frecvent în ultimul timp de firme cu renume, constă în divizarea domeniului de frecvențe în două sau trei benzi, cu factori de acoperire mai mici. Pentru fiecare gamă se utilizează o bobină, la care reglajul continuu al inductanței se face de data aceasta lejer.

O variantă modernă de acord continuu utilizează, în paralel pe circuitul acordat, diode semiconductoare în stare blocată, a căror capacitate echivalentă variază cu gradul de blocare (v. §. 13.3.3).

Variația gradului de blocare (a polarizării cu tensiune inversă) se obține prin aplicarea unei tensiuni continui negative sau pozitive, în funcție de electrodul căruia i se aplică. Dozarea tensiunii continue la valorile necesare se efectuează cu ajutorul unui potențiometru.

Un selector de canale care utilizează această ultimă variantă de acord are schema electrică prezentată în fig. 4.24. Acest selector lucrează pe standardul C.C.I.R. Circuitul de intrare este de tipul cu priză inductivă la intrarea de antenă. El este format din bobinele L_{11} și L_{12}, trimerii T_1 și T_2 și dioda cu siliciu BA121 (banda *I*). Pentru banda *III* bobina L_{11} se scurtcircuitează, iar antena se comută la priza bobinei L_{12}. În scopul amortizării mai puternice a circuitului de intrare în banda *I* se introduce un miez de ferită cu pierderi în bobina L_{11}.

Trimerii T_1 și T_2 servesc la alinierea circuitului de intrare în capetele superioare ale benzilor *I* și *III*.

Circuitul de intrare este cuplat printr-un condensator C_1 la amplificatorul de FIF, echipat cu tranzistorul AFI09, montat într-o schemă cu BC.

Arhiva digitala SaDAng

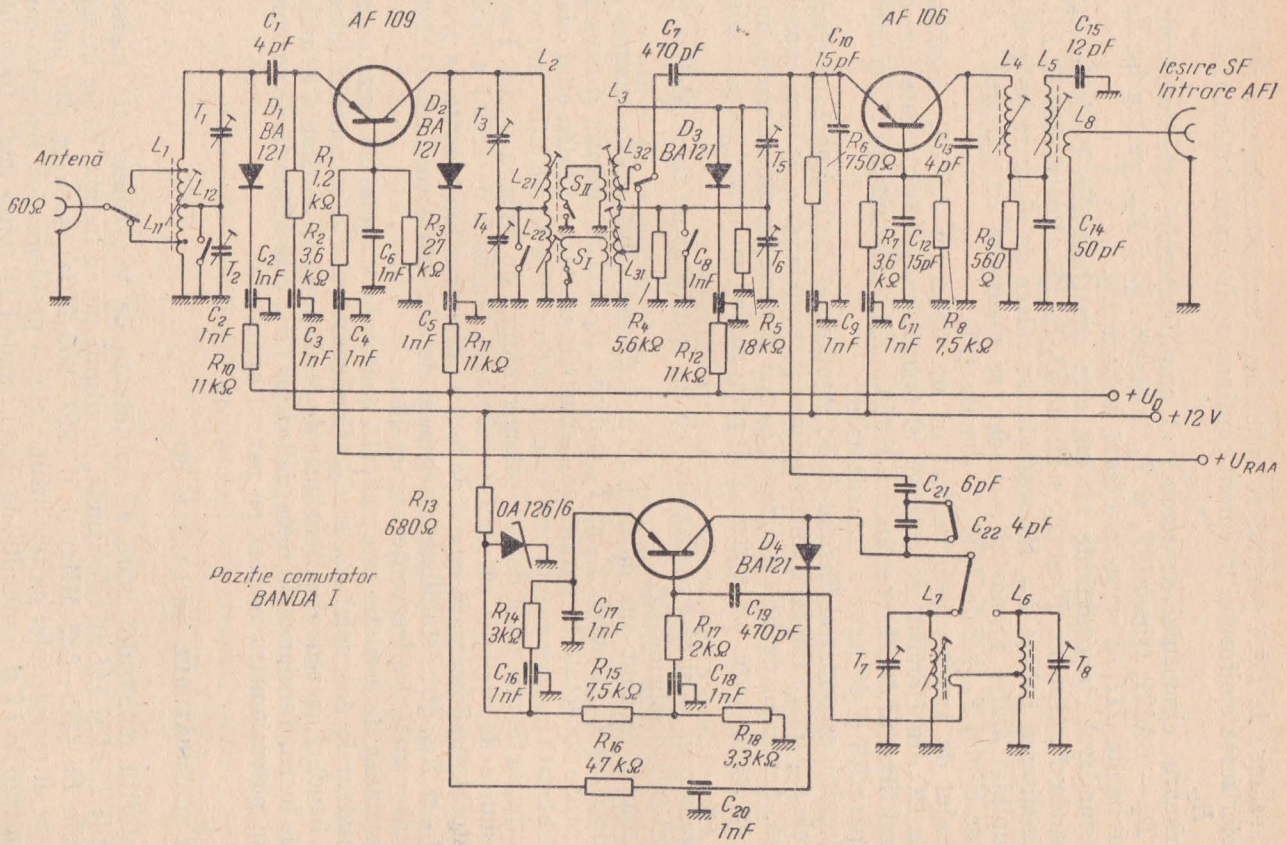


Fig. 4.24. Schema electrică a selectorului de canale cu acord continuu echipat cu tranzistoare.

Tensiunea de RAA pozitivă se aplică bazei tranzistorului prin rezistența R_2. Polarizarea emitorului în curent continuu se face prin intermediul rezistenței R_1.

Primarul circuitului de sarcină al amplificatorului este constituit de dioda D_2 — BA121, trimerii T_3 și T_4, bobinele L_{21} și L_{22} (pentru banda *I*). Pentru banda *III* se scurtcircuitează bobina L_{22}.

Secundarul circuitului de sarcină este constituit din bobinele L_{31} și L_{32} (banda *I*), trimerii T_5 și T_6 și dioda D_3-BA121. Pentru banda *III* se scurtcircuitează bobina L_{31}, iar semnalul se culege de pe priza bobinei L_{32}.

Cuplajul dintre primar și secundar, se realizează cu ajutorul a două bucle de cuplaj S_I (banda *I*) și S_{II} (banda *III*).

Etajul de amestec este realizat cu un tranzistor AF106, conectat în schema BC. În circuitul de colector al tranzistorului AF106 este conectat primarul filtrului de FI, compus din bobina L_4, condensatorul C_{13} și capacitatea parazită și de ieșire a tranzistorului.

Circuitul secundar al filtrului de FI este format din bobina L_5 și condensatoarele C_{14} și C_{15}. Cuplajul dintre primar și secundar este de tipul capacitiv în bază. Semnalul de FI este transmis mai departe amplificatorului de FI printr-un cablu care preia semnalul prin cuplaj magnetic între bobinele L_5 și L_8.

Oscilatorul local este realizat tot cu un tranzistor de tipul AF106, însă conectat într-o schemă EC.

Circuitul oscilant este de tipul cu reacție inductivă și este compus din bobinele L_6 și L_7, trimerii T_7 și T_8 și dioda D_4-BA121, precum și capacitățile parazite conectate în paralel pe elementele amintite. Pentru ca dioda să rămînă blocată în permanență este necesar ca tensiunea de oscilație, care apare în colector, să fie mai mică decît tensiunea minimă de reglaj a diodei. Pentru că tensiunea de oscilație să rămînă inferioară tensiunii de reglaj a diodei, tranzistorul se alimentează numai de la 6 V, divizarea fiind făcută de grupul R_{13}, R_{15} și R_{18}. Prin stabilizarea tensiunii de alimentare cu dioda OA126/6 se obține constanța frecvenței de oscilație.

Tensiunea de oscilație este aplicată emitorului etajului de amestec prin condensatoarele de cuplaj C_{21} și C_{22}. Condensatorul C_{22} se scurtcircuitează pentru banda *I*, cu scopul ca tensiunea de oscilație să fie constantă în ambele benzi de lucru. Tensiunea de reglaj a diodelor (U_D) este obținută de pe cursorul unui potențiometru montat pe panoul aparatului.

4.3. SCHIMBĂTORUL DE CANALE UIF

Datorită numărului mare de emițătoare de televiziune care lucrează în benzile *I*, *II* și *III* de televiziune, în ultimii ani au început să fie utilizate și benzile *IV* (470—585 MHz) și *V* (610—960 MHz), ceea ce, din punctul de vedere al receptorului de televiziune, ridică probleme noi. Recepția canalelor din benzile *IV* și *V*, numite, de obicei canale UIF (ultra înaltă frecvență), afectează atît amplificatorul de înaltă frecvență cît și oscilatorul local și

Arhiva digitala SaDAng

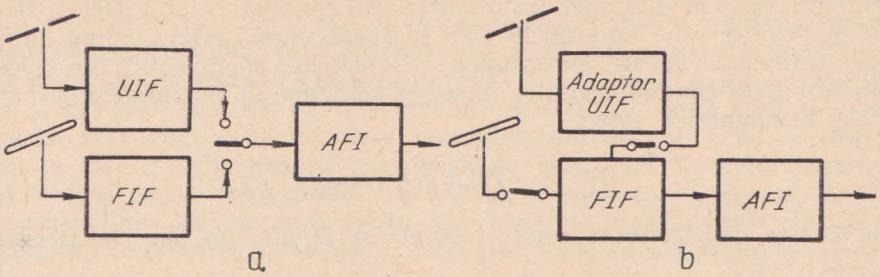


Fig. 4.25. Dispozitive pentru recepția benzilor *IV* și *V* de televiziune.
a — prin intermediul unui bloc de UIF conectabil la intrarea *AFI* *b* — cu un adaptor care la ieșire dă semnale cu frecvența corespunzătoare unui canal din benzile *I* — *III*.

schimbătorul de frecvență ale televizorului (fig. 4.25). Receptoarele de televiziune capabile să recepționeze emisiunile de UIF sînt echipate, fie cu un schimbător de canale UIF, fie cu un adaptor-schimbător de frecvență, care transpune oscilațiile de UIF recepționate pe unul din canalele benzilor *I*, *II* sau *III*. Spre deosebire deschimbătoarele de canale pentru benzile I, II, III, care fac schimbarea canalelor în trepte, schimbătoarele de canale UIF au acord continuu de la începutul benzii *IV* pînă la sfîrșitul benzii *V*.

Trecerea la recepționarea benzilor de UIF nu este o simplă mărire a frecvenței de lucru, ci înseamnă aplicarea unei tehnici noi, cea a undelor decimetrice, care diferă de tehnica undelor metrice.

4.3.1. Circuite oscilante pentru UIF

Într-un circuit oscilant cu constante concentrate, care funcționează la frecvență joasă, curentul care trece prin elementele de circuit presupuse conectate în serie, este același pentru un moment de timp dat. Dacă însă frecvența oscilațiilor este atît de ridicată, încît lungimea lor de undă este comparabilă cu dimensiunile circuitului oscilant, o parte din energia circuitului este radiată în mediul înconjurător. Aceasta echivalează, din punctul de vedere al circuitului, cu o pierdere de energie; de aceea, factorul său de calitate devine scăzut.

O dată cu creșterea frecvenței, pentru realizarea rezonanței sînt necesare capacități și inductanțe din ce în ce mai mici. În domeniul UIF se ajunge la situația în care capacitățile parazite (ale tubului, tranzistorului, de montaj) devin mai mari decît capacitățile necesare acordului. În acest caz trebuie micșorată inductanța de acord, care ajunge astfel să aibă mai puțin de o spiră. Asemenea circuite au însă o impedanță la rezonanță prea mică, și, în concluzie, amplificările obținute de cîte un etaj rezultă foarte mici.

La scăderea factorului de calitate al circuitelor oscilante la frecvențe mari contribuie, în foarte mare măsură, și efectul pelicular. Acest efect se manifestă prin distribuția inegală a curentului în secțiunea conductoarelor, avînd ca urmare o mărire a rezistențelor de pierderi. Densitatea de curent

devine din ce în ce mai mică înspre interiorul conductorului, astfel că stratul care conduce efectiv curentul la UIF măsoară numai cîteva miimi de milimetru. Adîncimea la care densitatea de curent scade la circa 36% din valoarea de la suprafața conductorului se numește adîncime de pătrundere, și pentru metale nemagnetice este :

$$\delta = 50{,}3 \sqrt{\frac{\rho}{f}} \text{ [cm]},$$

unde ρ este rezistivitatea conductorului, în $\Omega \cdot mm^2/m$, iar f — frecvența, în Hz.

Datorită adîncimii mici de pătrundere, pierderile circuitelor de UIF se pot reduce prin acoperirea suprafeței conductoarelor cu o peliculă de argint depus electrolitic.

Circuitele oscilante pentru UIF sînt constituite, în general, din segmente de linie cu constante distribuite. O linie terminată în gol și avînd lungimea electrică egală cu un multiplu de $\frac{\lambda}{2}$ prezintă la intrare o impedanță foarte mare. Aceeași impedanță de intrare o are și o linie de lungime $(2n + 1)\frac{\lambda}{4}$ (n fiind un număr întreg), terminată în scurtcircuit. Aceste segmente de linii se comportă în mod analog cu circuitele oscilante derivație, a căror impedanță la rezonanță este, după cum se știe, maximă. În schimb, un segment de linie de lungime $\frac{n\lambda}{2}$, avînd un capăt în scurtcircuit, sau o linie $(2n + 1)\frac{\lambda}{4}$ terminată în gol, se comportă asemănător unor circuite oscilante serie (fig. 4.26).

O deosebire importantă între liniile cu constante distribuite și circuitele oscilante cu constante concentrate este aceea că, pe cînd un circuit oscilant prezintă fenomenul de rezonanță la o singură frecvență, un segment de linie poate avea mai multe „rezonanțe". Într-adevăr, considerînd linia terminată în scurtcircuit, la toate frecvențele la care lungimea de undă îndeplinește condiția

$$(2n + 1)\frac{\lambda}{4} = l,$$

l fiind lungimea liniei, linia prezintă o rezonanță derivație, pe cînd la frecvențele la care $n\frac{\lambda}{2} = l$, ea are rezonanță de serie.

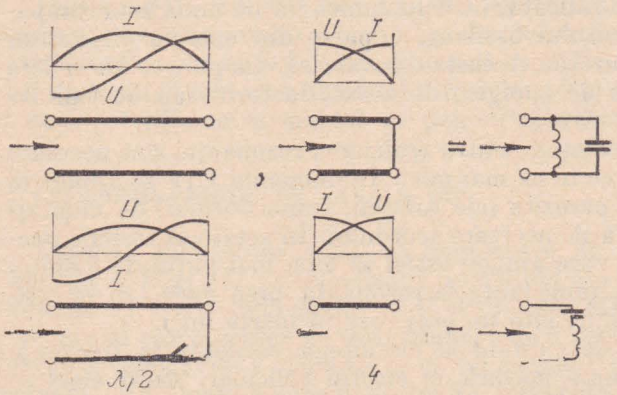


Fig. 4.26. Echivalența dintre liniile cu constante distribuite și circuitele oscilante cu constante concentrate.

Arhiva digitala SaDAng

În practică, o linie utilizată ca circuit oscilant este totdeauna conectată la un tub, tranzistor, sau la un alt circuit, care prezintă o rezistență internă, o capacitate și o inductanță parazită. În acest caz, rezistența amortizează linia utilizată, micșorîndu-i factorul de calitate. Pentru a evita aceasta, linia se cuplează slab cu acele circuite care au rezistență internă mică în comparație cu rezistența echivalentă la rezonanța derivație a liniei. Elementele reactive influențează asupra frecvenței de rezonanță a liniei, modificînd lungimea electrică echivalentă. De obicei, capacitatea apare în derivație cu bornele liniei, pe cînd inductanța este conectată în serie cu ele. În privința modificării lungimii echivalente a liniei sînt valabile următoarele reguli generale :

— o capacitate așezată în ventrul de tensiune (adică acolo unde tensiunea este maximă) sau o inductanță așezată în ventrul de curent măresc lungimea electrică a liniei față de lungimea sa inițială, micșorînd frecvența de rezonanță ;

— o capacitate conectată în ventrul de curent sau o inductanță în ventrul de tensiune micșorează lungimea electrică a liniei, mărind frecvența de rezonanță.

Pe baza acestor proprietăți este posibilă realizarea simplă a reglajului frecvenței de rezonanță a liniei, utilizînd un condensator variabil sau, mai rar, o inductanță variabilă, conectate la unul dintre capetele liniei.

Ca forme practice de realizare a liniilor cu constante distribuite, în schimbătoarele de canale UIF se utilizează linia coaxială sau cea bifilară. Linia bifilară este, după cum se știe, simetrică. Dacă ea se conectează asimetric față de pămînt, de-alungul ei apare un cîmp electromagnetic care tinde să compenseze asimetria. Acest cîmp de compensare produce pierderi suplimentare de energie, micșorînd factorul de calitate al circuitului. Cum cuplajul liniei simetrice la tuburi sau tranzistoare se face mai dificil, se preferă utilizarea liniei coaxiale.

Un segment de linie coaxială se realizează, de obicei, într-o despărțitură închisă a cutiei metalice a schimbătorului de canale UIF. Pereții cutiei reprezintă conductorul exterior, iar miezul este constituit dintr-un conductor de cupru argintat, avînd secțiunea circulară sau dreptunghiulară, fixat în interiorul despărțiturii.

Cuplajul dintre două circuite rezonante realizate cu linii coaxiale se efectuează adesea cu ajutorul unei bucle conductoare închise (fig. 4.27).

În figură s-au reprezentat cu linie îngroșată conductoarele centrale. Cele două condensatoare variabile permit acordul pe frecvența dorită. O parte a buclei de cuplaj este așezată în cîmpul magnetic al circuitului primar, care induce în ea un curent variabil. Acest curent parcurge și cea de-a doua jumătate a buclei și dă naștere la un alt cîmp magnetic în cavitatea circuitului secundar.

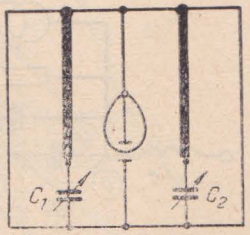


Fig. 4.27. Cuplajul dintre două circuite coaxiale prin buclă în scurt-circuit.

4.3.2. Tuburi și tranzistoare pentru UIF

La frecvențele corespunzătoare benzilor de televiziune *IV* și *V*, majoritatea tuburilor electronice folosite în unde metrice devin inutilizabile, datorită, în special, scăderii impedanței de intrare provocată de inductanțele parazite ale conexiunilor și de timpul de tranzit al electronilor. De exemplu, dacă la frecvența de 200 MHz impedanța de intrare a unei secțiuni a tubului ECC85, utilizat curent în unde metrice, este de 1,8 kΩ, la frecvența de 940 MHz această impedanță scade la numai 83 Ω. Pentru acest domeniu, al UIF, au fost create tuburi corespunzătoare, avînd o construcție îngrijită, care se pot utiliza pînă la frecvențe de circa 1 000 MHz, în montaj cu grila comună. Acesta este singurul montaj care permite o funcționare stabilă, asigurînd o separare mai bună a circuitului de intrare de cel de ieșire. Tuburile utilizate în schimbătoarele de canale UIF sînt întotdeauna triode, acestea avînd cel mai mic zgomot. Schema echivalentă a unei triode conectată cu grila comună, în care se ține seama de elementele care intervin în UIF, se dă în fig. 4.28.

S-au notat cu L_c, L_g, și L_a inductanțele parazite ale conexiunilor de la piciorușele tubului la electrozii săi : cu C_{gc}, C_{ga} și C_{ac} capacitățile electrozilor; cu R_i — rezistența internă și cu S — panta tubului.

Cuplajul dintre circuitul de intrare și cel de ieșire ale tubului este produs de capacitatea C_{ac}, rezistența internă R_i și de inductanța L_g. Inductanța parazită a grilei prezintă o importanță deosebită în funcționarea tubului la frecvențe ultraînalte. Această inductanță, fiind comună circuitului de intrare și celui de ieșire produce o reacție, deconectînd grila de la masă. Datorită reacției apare un curent suplimentar în circuitul de intrare, care micșorează impedanța de intrare. În apropiere de frecvența la care se produce rezonanța serie a elementelor C_{gc}, C_{ga} și L_g impedanța de intrare și amplificarea tubului scad foarte mult. În domeniul frecvențelor mai mici decît frecvența de rezonanță, impedanța de intrare scade aproximativ proporțional cu pătratul frecvenței. Impedanța de ieșire este și ea influențată de elementele parazite ale tutubului. Se arată că această impedanță este aproximativ :

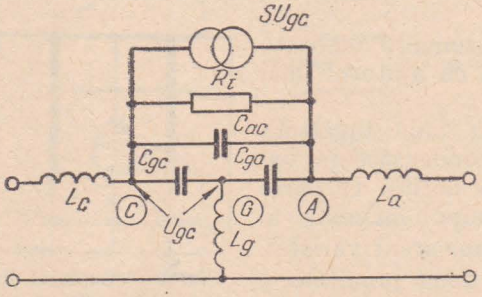


Fig. 4.28. Schema echivalentă în UIF a unui tub electronic în montaj cu grilă comună.

$$Z_{ie_f} = \frac{1 - \omega^2 (L_a + L_g) C_{ag}}{j \omega C_{ag}}.$$

La frecvența de rezonanță serie a circuitului anodic în scurtcircuit

$$\omega^2 (L_a + L_g) C_{ag} = 1$$

impedanța de ieșire este nulă, iar sub această frecvență, este de natură capacitivă.

Timpul de tranzit, timpul necesar electronilor pentru a parcurge distanța de la catod la grilă, devine

Arhiva digitala SaDAng

comparabil în domeniul UIF cu perioada oscilațiilor. Influența acestuia asupra funcționării tubului reiese luînd în considerare faptul că unul și același electron poate fi accelerat cînd pleacă din dreptul catodului și frînat în momentul cînd ajunge în dreptul grilei de comandă. Dacă în timpul de tranzit este comparabil cu perioada oscilațiilor, electronii vor întîrzia față de tensiunea de comandă U_{gc}, și efectul este acela că curentul anodic va fi defazat în urma tensiunii de grilă cu un unghi φ. Acest defazaj face ca expresia pantei tubului să devină :

$$S = |S| (\cos \varphi + j \sin \varphi),$$

unde $|S|$ este modulul pantei.

Luînd în considerare și timpul de tranzit, relațiile care definesc impedanța de intrare și de ieșire, și reacția de la ieșire la intrare, devin și mai complicate. Este demn de remarcat faptul că, datorită defazajului dintre tensiunea de comandă și curentul anodic, admitanța de reacție dintre anod și catod se poate anula. Există două frecvențe la care partea activă, respectiv reactivă a sumei curenților de reacție de la anod la catod se pot anula. La aceste frecvențe se produc neutrodinări interioare parțiale ale tubului.

Dacă cele două frecvențe de neutrodinare parțială coincid, se produce o neutrodinare interioară completă.

Acest lucru are o importanță deosebită, deoarece în cazul unei construcții adecuate a tubului se îmbunătățește stabilitatea etajului în banda de lucru.

Un parametru de importanță capitală al tuburilor întrebuințate în schimbătoarele de canale de UIF este factorul de zgomot, care trebuie să fie cît mai mic. Factorul de zgomot este cu atît mai mic, cu cît timpul de trecere al electronilor de la catod la anod este mai redus. Acesta este proporțional cu distanța catod-grilă și grilă-anod și invers proporțional cu rădăcina cubică a densității curentului anodic.

Pentru echiparea blocurilor UIF, în Europa s-au realizat cîteva tuburi, dintre care cele mai utilizate sînt PC86 și PC88. Tubul PC88 a rezultat prin perfecționarea tipului PC86. Construcția lui se poate urmări în fig. 4.29. Catodul este de secțiune dreptunghiulară, avînd o singură suprafață activată. El este conectat la piciorușul tubului prin două fire, pentru micșorarea inductanței parazite. Grila este realizată pe două suporturi cilindrice, paralele, între care s-a bobinat un conductor foarte subțire. Distanța dintre spirele grilei și suprafața activă a catodului este extrem de mică, pentru a asigura timpul de tranzit redus și densitatea mare a curentului anodic. Celelalte suprafețe ale grilei sînt așezate mai departe de catod, pentru a micșora capacitatea parazită grilă-catod. Pentru micșorarea inductanței parazite, grila

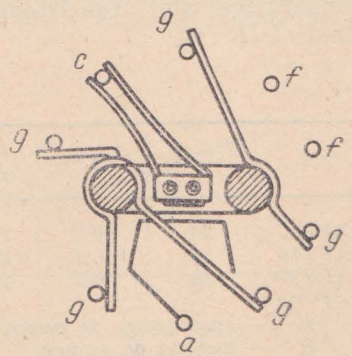


Fig. 4.29. Construcția tubului PC88.

este conectată la picioruşele tubului prin intermediul a cinci benzi conductoare. Prin scurtcircuitarea tuturor acestor contacte ale soclului, cele cinci inductanţe parazite se pun în paralel, şi rezultanta lor este mică.

Anodul este dispus pe o singură parte a sistemului grilă-catod, în dreptul suprafeţei active a catodului, fapt care asigură micşorarea substanţială a capacităţii anod-catod. Grila conectată la masă joacă rolul de ecran între conexiunile catodului şi anodului dispuse la picioruşe opuse pe culotul tubului. Printr-o orientare optimă a sistemului de electrozi faţă de soclul tubului se realizează conectarea anodului la picioruş printr-un fir destul de scurt. De asemenea, anodul, aşezat pe o singură parte, asigură micşorarea satisfăcătoare a capacităţii grilă-anod. Pentru a permite disiparea căldurii produse în timpul funcţionării tubului, anodul este construit în formă de U, cu fundul plat, orientat în spre catod. Suprafeţele laterale înnegrite joacă rolul de radiatoare termice.

Cu această construcţie s-a reuşit să se realizeze tuburi cu zgomot mic, şi cu frecvenţe de rezonanţă a circuitului de ieşire în scurtcircuit de peste 1 000 MHz. Astfel, pentru tubul PC86 frecvenţa de rezonanţă este de 1 300 MHz, iar pentru PC88, de 1 750 MHz. Alţi parametri a acestor tuburi se dau în tabelul 4.1.

Tabelul 4.1

Tubul	U_f V	I_f A	U_a V	I_a mA	S mA/V	μ_g	C_{gc} pF	C_{ga} pF	C_{ac} pF	L_c nH	L_g nH	L_a nH
PC86	4	0,3	175	12	14	70	3,6	2	0,2	3,9	0,9	4,5
PC88	4	0,3	160	12,5	13,5	65	3,2	1,2	0,05	6,5	0,35	7,5

În schimbătoarele de canale UIF se utilizează şi tranzistoare cu germaniu, realizate pe baza tehnologiei MESA, avînd frecvenţe de tranziţie foarte ridicate şi zgomot redus. Majoritatea blocurilor UIF europene sînt echipate cu tranzistoare AF139, dar se mai utilizează şi tranzistoare de tip AFY16, AFY26, AFY34, AFY37, T2796 T2797 etc. În tabelul 4.2 se dau cîteva date comparative ale tranzistoarelor mai des întîlnite în schimbătoarele de canale UIF

Tabelul 4.2

Tipul	$U_{CB\,max}$ V	$U_{EB\,max}$ V	I_c mA	P_d mW	f_T MHz	B	F la f şi I_c			A_{pb} dB
							dB	MHz	mA	
AF139	20	0,3	10	60	250—500	50	7	800	1,5	11
AFY16	30	0,5	10	112	550	60	7	800	1,5	—
AFY37	32	0,3	20	112	600	40	—	—	2	12

B — amplificarea de curent în regim de curent continuu.
F — factorul de zgomot.
A_{pb} — amplificarea de putere în montaj cu baza comună.

Arhiva digitala SaDAng

Utilizarea tranzistoarelor prezintă următoarele avantaje :

— zgomot mai redus decît în cazul utilizării tuburilor (un schimbător de canale UIF cu tranzistoare, în raport cu unul cu tuburi are un zgomt de peste 3 ori mai mic la $f = 470$ MHz și de 1,5 ori mai mic la $f = 800$ MHz);

— amplificare de putere mai mare decît cea care se obține cu tuburi;

— consum de energie și dimensiuni mai reduse față de circuitele cu tuburi, fapt care prezintă importanță, în special pentru televizoarele portabile.

Tranzistoarele au însă și dezavantaje în raport cu tuburile electronice :

— plaja semnalului de intrare mai mică din cauza neliniarităților pronunțate ale caracteristicilor tranzistoarelor.

— pericolul intermodulațiilor mai mare decît la tuburi, în special la semnale de intrare mari. Din aceste motive este dificilă realizarea unui reglaj automat al amplificării pe etajele schimbătorului de canale UIF.

Tranzistoarele utilizate în UIF se conectează în montaj cu baza comună. Deși amplificarea de putere la frecvențe medii este mai mare în conexiunea cu emitorul comun, scăderea amplificării cu frecvența este mai pronunțată decît în conexiunea cu baza comună. Variația amplificării de putere cu frecvența pentru tranzistorul AF139, în montaj cu baza comună și emitorul comun, se poate urmării în fig. 4.30.

Stabilirea punctului mediu de funcționare are o mare importanță pentru realizarea parametrilor optimi ai tranzistorului. Chiar în tabelul 4.2 amplificarea de putere și factorul de zgomot sînt date pentru cîte un anumit punct de funcționare, optim pentru tranzistorul dat. Tensiunea și curentul de colector sînt limitate de disipația maximă de colector a tranzistorului utilizat. Mărimea curentului de colector influențează, în mare măsură, asupra factorului de zgomot al tranzistorului, care are un minim în domeniul curenților mici (fig. 4.31). De asemenea, de curentul de colector depind și parametrii de înaltă frecvență ai tranzistorului, deci și amplificarea de putere. În general, valoarea optimă a curentului de colector, din punctul de vedere al zgomotului, diferă de valoarea optimă corespunzătoare amplificării maxime. De aceea, alegerea curentului de colector se face în raport cu importanța pe care o au diferiții factori pentru etajul în cauză.

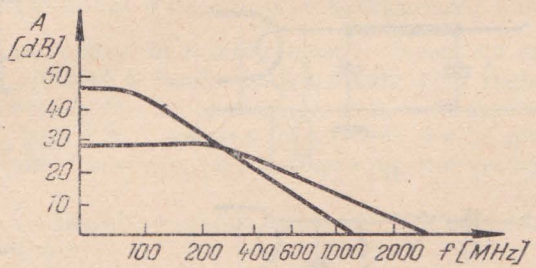


Fig. 4.30. Caracteristicele de frecvență ale tranzistorului AF139 în montaj cu baza și emitorul comun.

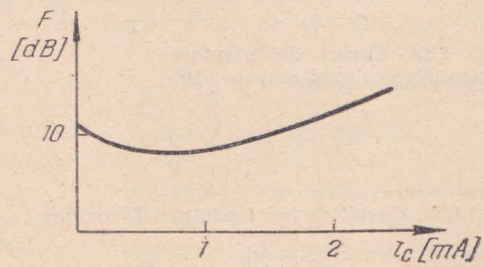


Fig. 4.31. Variația factorului de zgomot cu curentul de colector.

4.3.3. Etajul preamplificator de UIF

Preamplificatorul de UIF are rolul de a amplifica semnalele captate de antenă, la un nivel corespunzător schimbării de frecvență, și de a împiedica ieșirea din televizor a semnalelor perturbatoare produse de oscilatorul local. Etajul de UIF se compune dintr-un circuit de intrare, din elementul amplificator (tub, tranzistor) și din filtrul de bandă de UIF, conectat la ieșirea amplificatorului.

Circuitul de intrare asigură adaptarea tubului sau tranzistorului la impedanța cablului de coborîre de la antenă. Impedanța de intrare a tuburilor de UIF în montaj cu grila comună și a tranzistoarelor în conexiune cu baza comună este de același ordin de mărime, de circa 50—80 Ω. Cablul de antenă este adesea asimetric (coaxial), cu impedanța caracteristică de 60 Ω. Circuitul de intrare trebuie dimensionat astfel, încît să asigure adaptarea acestor două impedanțe în bune condiții, în toată banda de lucru. Pentru aceasta, se utilizează circuite de bandă largă în formă de π sau Γ (fig. 4.32), acordate pe frecvența fixă a mijlocului benzii, pe circa 650 MHz. Prin acordul fin al circuitului de intrare se simplifică reglajul de frecvență a schimbătorului de canale, cu prețul unei anumite scăderi a sensibilității și a selectivității.

De aceea, selectivitatea necesară în UIF se realizează cu ajutorul filtrului de bandă. Acest filtru se compune din două circuite coaxiale în $\frac{\lambda}{2}$ sau $\frac{\lambda}{4}$

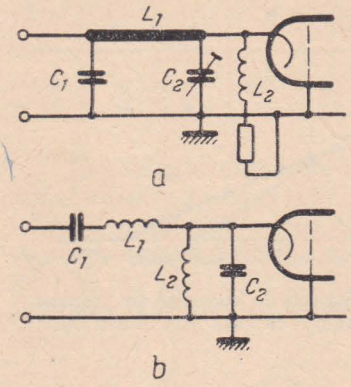


Fig. 4.32. Circuit de adaptare pentru intrarea unui etaj de UIF.

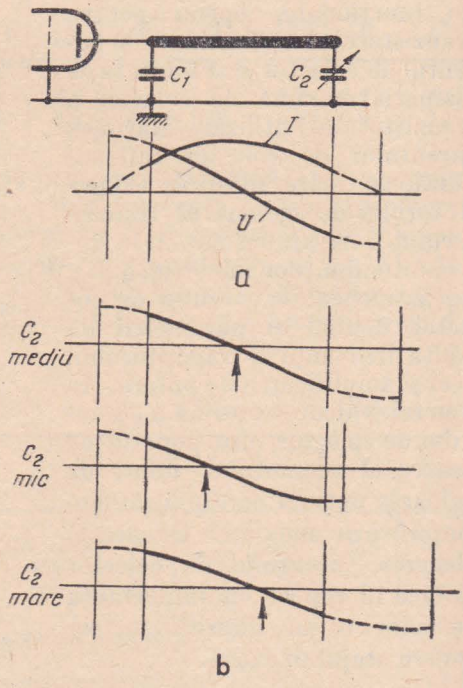


Fig. 4.33. Circuit de ieșire pentru UIF cu linie în $\frac{\lambda}{2}$;

a — schema de principiu; *b* — variația nodului de tensiune în funcție de capacitatea C_2.

Arhiva digitala SaDAng

încărcate capacitiv. Circuitele în $\lambda/2$ au ambele capete conectate la capacități (fig. 4.33), care scurtează lungimea liniei, necesară rezonanței. Frecvența de acord se reglează cu ajutorul condensatorului variabil C_2 de la capătul liniei. În distribuția tensiunii pe linie apare un nod, în care tensiunea este zero. Deoarece, odată cu reglarea capacității C_2 se schimbă lungimea echivalentă a liniei, nodul de tensiune se va deplasa în lungul liniei, în funcție de frecvența de rezonanță. Dacă se micșorează condensatorul C_2, scade lungimea echivalentă a liniei și scade frecvența de rezonanță, iar nodul de tensiune se deplasează spre începutul liniei. La creșterea capacității condensatorului C_2 lucrurile se petrec invers. Astfel, este posibilă reglarea frecvenței maximă și minimă a circuitului prin conectarea a două condensatoare ajustabile, în locurile nodurilor de tensiune, corespunzătoare frecvențelor limită (fig. 4.34).

Reglajul fin al frecvențelor înalte se realizează eficient cu condensatorul ajustabil C_4, care, la aceste frecvențe, se află în ventrul de tensiune. Reglajul fin al frecvențelor joase se realizează într-un mod similar cu condensatorul C_3. Dacă se întrebuințează același aranjament și la circuitul oscilatorului, atunci este posibilă o aliniere a schimbătorului de canale în două puncte, independente unul de altul. În restul benzii alinierea filtrului de bandă, și a oscilatorului, se face cu ajutorul condensatorului variabil, care are plăcile rotorului secționate în acest scop.

Dacă în filtrul de bandă se utilizează o linie în $\frac{\lambda}{4}$ în scurtcircuit, nodul de tensiune se obține totdeauna la capătul în scurtcircuit. De aceea, nu este posibilă alinierea circuitului cu ajutorul a două condensatoare prin reglaje independente. În acest caz, alinierea la frecvența maximă se face cu ajutorul unui condensator semireglabil C_2 (fig. 4.35), conectat la intrarea sau în apropierea intrării liniei, iar la celelalte frecvențe, prin îndoirea plăcilor rotorice secționate ale condensatorului C_1.

Cuplarea celor două circuite ale filtrului se realizează prin cîmp magnetic, cîmp electric sau prin condensatoare.

Cuplajul în cîmp magnetic se face prin intermediul unei bucle închise, ca în fig. 4.27. Pentru asigurarea unui cuplaj constant cu frecvențe, lungimea buclei se stabilește astfel, încît să cuprindă deplasarea ventrului de curent la reglarea frecvenței în toată banda de lucru. Prin apropierea sau depăr-

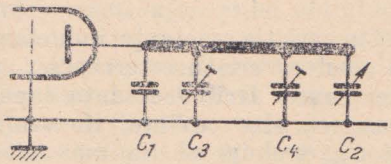


Fig. 4.34. Alinierea în două puncte a circuitului în $\frac{\lambda}{2}$ cu ajutorul a două condensatoare semireglabile.

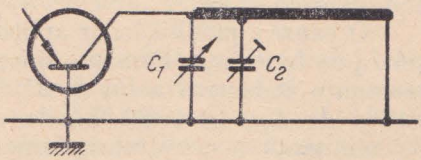


Fig. 4.35. Circuit de ieșire a etajului de UIF cu linie în $\lambda/4$.

tarea în diferite puncte a buclei de conductorul central al circuitului primar sau secundar al filtrului, este posibilă ajustarea cuplajului pentru anumite valori ale frecvenței. Cuplajului în cîmp magnetic i se asociază de obicei, cuplajul în cîmp electric, obținut prin prevederea uneia sau a mai multor fante în peretele despărțitor al celor două circuite coaxiale ale filtrului.

Cuplajul filtrului de bandă la intrarea etajului următor se face cu ajutorul unei bucle. Această soluție are avantajul separării simple a componentei de curent continuu a circuitului de intrare al filtrului.

4.3.4. Etajul de amestec și oscilatorul local

În schimbătoarele de canale de UIF se folosește la ora actuală aproape în exclusivitate schimbarea de frecvență aditivă, care constă în aplicarea pe același electrod de comandă a unui tub sau tranzistor a celor două oscilații, prin scăderea cărora rezultă frecvența intermediară : semnalele amplificate de etajul de UIF și oscilațiile locale. Aceste din urmă sînt generate chiar de etajul de amestec, care funcționează și ca oscilator. Cumularea celor două funcții de către un singur tub (tranzistor) are avantajul economiei de elemente de circuit și a eliminării absorbției unei părți a energiei semnalului recepționat prin circuitul de cuplaj al etajului de amestec cu oscilatorul local.

Etajul de amestec-oscilator local este echipat cu o triodă sau un tranzistor, de tipul utilizat și în etajele preamplificatoare de UIF.

Oscilatorul local se conectează în montaj cu reacție prin capacitate (schema Colpitts) ca în fig. 4.36, *a*. Pentru micșorarea reacției inverse, etajul de amestec cu tub funcționează în montaj cu grilă comună (fig. 4.36, *b*).

Circuitul oscilant derivație este conectat între anod și masă. Condensatoarele de reacție sînt înlocuite prin capacitățile parazite ale tubului, care, la această frecvență, sînt destul de mici. Astfel, C_{gc} din fig. 4.36, *b* preia rolul condensatorului C_2 din fig. 4.36, *a*, iar C_{ac}, al condensatorului C_3. Capacitatea parazită C_{ga} apare în paralel cu condensatorul de acord C_1, influențînd asupra frecvenței de oscilație. Pentru ca oscilațiile din circuitul catodic să nu fie scurtcircuitate la masă, între catod și masă s-a conectat inductanța L_2, care de fapt asigură și cuplajul cu filtrul de bandă UIF.

Panta de conversiune a tubului este maximă pentru o anumită amplitudine a oscilațiilor locale. Pentru a asigura sensibilitatea maximă a blocului în toată banda de UIF este necesară menținerea cît mai constantă a amplitudinii oscilațiilor.

O cauză a modificărilor aplitudinii constă în variația reactanței inductanței L_2 cu frecvența. Pentru a micșora efectul acestor variații este necesar ca reactanța inductivă a lui L_2 să fie mult mai mare decît reactanța capacității de C_{gc}, în toată banda de lucru sau, cu alte cuvinte, frecvența de rezonanță a circuitului, format de L_2 și C_{gc}, trebuie să fie mai mică decît frecvența minimă de lucru a oscilatorului. Un rol important în menținerea constantă a amplitudinii oscilațiilor îl are grupul de decuplare a grilei la masă (C_3R_1). Alegerea elementelor acestui grup are o mare importanță pentru funcționarea etajului. Din punctul de vedere al zgomotului etajului

Arhiva digitala SaDAng

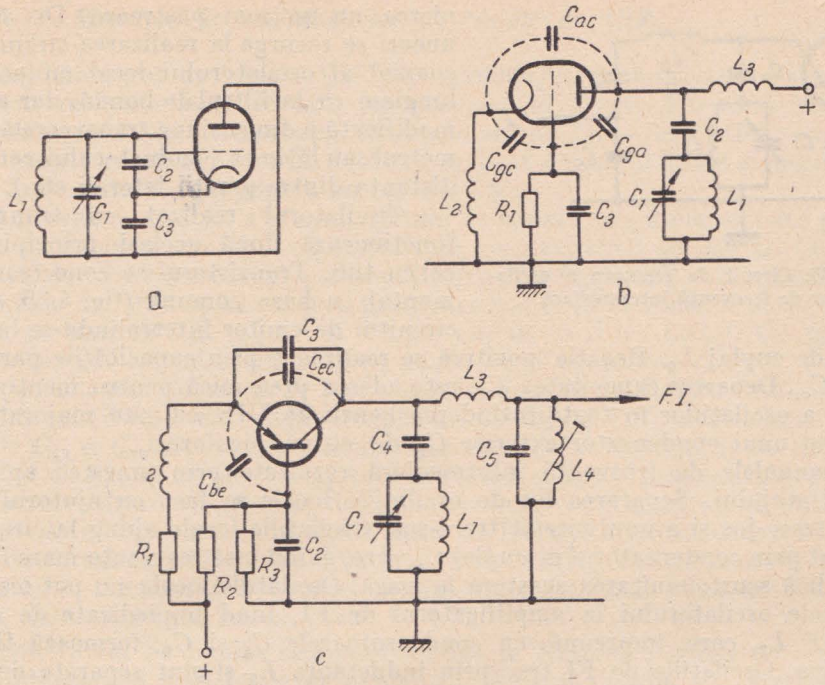


Fig. 4.36. Oscilatoare întrebuințate în blocul UIF:
a — schema de principiu a oscilatorului Colpitts; *b* — oscilator UIF cu tub; *c* — oscilator UIF cu tranzistoare și circuitul de separare a FI.

de amestec, curentul de grilă produs în timpul cît grila este pozitivă față de catod, trebuie să fie cît mai mic, ceea ce se obține prin mărirea rezistenței R_1. Pe de altă parte, însă, constanta de timp a circuitului de grilă trebuie să fie mai mică decît o valoare critică, peste care oscilatorul începe să funcționeze cu autoblocare (adică cu întreruperea periodică a oscilațiilor). Acesta duce la creșterea zgomotului de conversie, la posibilitatea mărită de apariție a interferențelor. În unele schimbătoare de canale se adoptă soluția renunțării la limitarea de amplitudine prin curentul de grilă, în scopul obținerii unui zgomot mic, negativarea grilei obținîndu-se cu ajutorul unui grup *RC* conectat în catod.

Pentru a micșora pericolul de interferență, frecvența oscilatorului local din blocul de UIF se alege mai mare decît frecvența semnalului, diferența dintre ele fiind frecvența intermediară. Este însă de dorit ca circuitul acordat al oscilatorului să funcționeze cu aceleași valori ale capacităților, ca cele de la filtrul de bandă UIF. Nici modificarea lungimii liniei nu este recomandabilă în cazul liniei în $\frac{\lambda}{2}$, deoarece, în caz contrar, în afara celor două frecvențe de aliniere reglate cu ajutorul condensatoarelor conectate pe prizele liniei, ali-

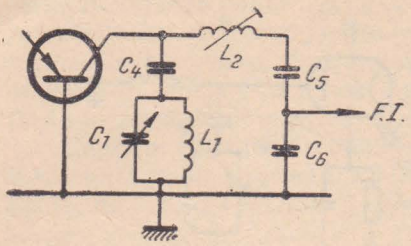


Fig. 4.37. Circuit de separare a oscilațiilor de frecvență intermediară.

nierea nu se mai păstrează. De aceea, uneori se recurge la realizarea circuitului coaxial al oscilatorului local cu aceeași lungime ca la filtrul de bandă, dar avînd modificată o dimensiune transversală (diametrul sau lățimea conductorului central, distanța dintre pereții laterali etc.).

Oscilatorul realizat cu tranzistor funcționează după același principiu ca cel cu tub. Tranzistorul se conectează în montaj cu baza comună (fig. 4.36, *c*), în circuitul de emitor intercalîndu-se inductanța de cuplaj L_2. Reacția pozitivă se realizează prin capacitățile parazite C_{be} și C_{ec}. Deoarece capacitatea C_{ec} este adesea prea mică pentru menținerea sigură a oscilațiilor în toată întinderea benzii de UIF, ea este majorată cu ajutorul unui condensator exterior C_2, de cîțiva picofarazi.

Semnalele de frecvență intermediară rezultate prin amestec apar la ieșirea etajului. Separarea lor de oscilațiile locale se face cu ajutorul unui filtru trece-jos și a unui circuit trece-sus. Oscilațiile locale ajung la circuitul acordat prin condensatorul de cuplaj C_4, care, avînd însă reactanța mare la FI, împiedică scurtcircuitarea acestora la masă. Oscilațiile locale nu pot ieși din circuitele oscilatorului la amplificatorul de FI, fiind împiedicate de șocul de UIF L_3, care, împreună, cu condensatoarele C_4 și C_5, formează filtrul trece-jos. Oscilațiile de FI trec prin inductanța L_3 și sînt separate de circuitul L_4C_5, acordat pe frecvența intermediară.

Uneori, pentru separarea frecvenței intermediare se întrebuințează un circuit mai simplu, indicat în fig. 4.37. Deosebirea constă în aceea că inductanța L_2 a filtrului trece-jos formează cu condensatoarele C_5 și C_6 un circuit oscilant serie, care se acordează direct pe FI.

Ambele circuite de separare descrise au neajunsul că, o dată cu reglarea frecvenței oscilatorului, cu ajutorul condensatorului variabil C_1, se dezacordează circuitul rezonant de FI. Acest dezacord se poate reduce prin micșorarea condensatorului de cuplaj C_4 în comparație cu C_5, respectiv C_5 și C_6 (fig. 4.36, *c* și 4.37).

Din cauza schimbării de frecvență de la o valoare mare la una mult mai mică, stabilitatea oscilatorului local prezintă o importanță deosebită. O instabilitate de frecvență de numai 0,2% a unui oscilator obișnuit, în cazul recepției unui semnal de 860 MHz, produce o deviație de frecvență de circa 1,8 MHz, ceea ce din punctul de vedere al circuitelor de FI nu este admisibil. Variația frecvenței poate fi datorată unor cauze mecanice (vibrații), sau termice. Acestea din urmă sînt importante, îndeosebi la televizoarele cu tuburi. Pentru a îmbunătăți stabilitatea de frecvență, se recurge la compensarea termică a circuitului oscilant prin utilizarea unor condensatoare cu coeficient de temperatură negativ, sau la adăugarea unui circuit de corecție automată a frecvenței, acționînd prin diodă varicap.

Arhiva digitala SaDAng

4.3.5. Exemple de schimbătoare de canale de UIF

Schimbătorul de canale UIF tip AT6355/01 de fabricație Valvo este destinat recepției stațiilor care funcționează în banda 470—860 MHz. El traspune semnalele pe frecvența intermediară de 33,4—38,9 MHz; cuprinde două etaje: preamplificatorul de UIF, realizat cu tubul PC88 și oscilatorul local autooscilant, funcționînd cu tubul PC86.

Intrarea de antenă a schimbătorului de canale este dimensionată pentru cablu de coborîre simetric, cu impedanța caracteristică de 240 Ω. Cuplarea cablului la catodul tubului preamplificator T_1, (fig. 4.38), cu o impedanță de intrare de circa 70 Ω, se face prin intermediul unui transformator asimetrizor cu linie în $\lambda/2$ (L_1 L_2) și a unui circuit în Π (C_1,L_3C_{30}). Cu ajutorul condensatorului semireglabil C_{30} se poate regla adaptarea corectă a circuitului de intrare. Circuitul de ieșire al tubului preamplificator este conectat la primarul filtrului de bandă, compus din liniile L_6 și L_7, acordabile cu secțiunile C_{22} și C_{23} ale condensatorului variabil triplu. Cuplajul între circuitele filtrului de bandă se face cu ajutoul inductanței L_{30} și prin fanta prevăzută în peretele care desparte cele două linii coaxiale. În acest fel se obține un cuplaj destul de constant în toată gama de lucru. Lărgimea de bandă realizată de filtrul de UIF se schimbă între 9 și 12 MHz, în.funcție de frecvența semnalului. Atenuarea frecvenței intermediare este mai bună de 1 : 1 000, iar a frecvenței imagine de peste 1 : 170.

Din filtrul de bandă semnalul ajunge la catodul etajului de amestec, prin intermediul unei bucle de cuplaj L_8. Anodul tubului T_2 este conectat în paralel la circuitul acordat al oscilatorului și la filtrul de FI.

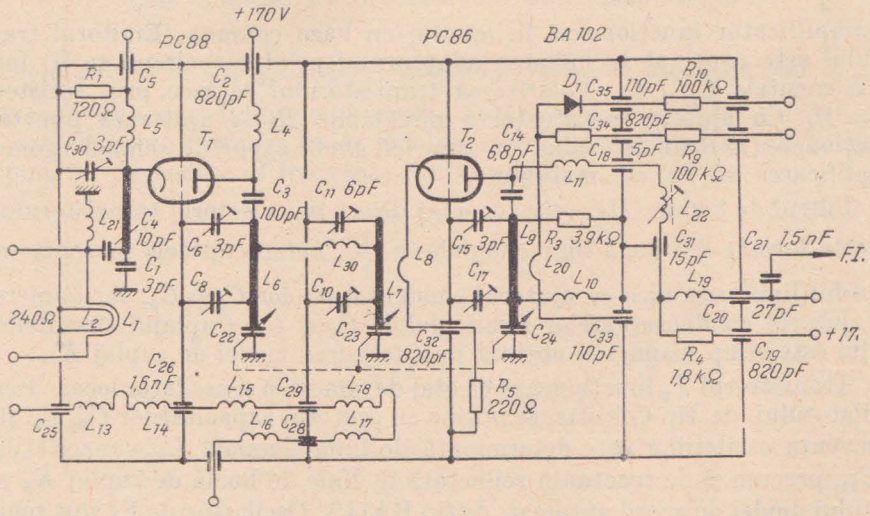


Fig. 4.38. Schema schimbătorului de canale Valvo AT6355/01.

Pentru ca o dată cu acordul circuitului oscilatorului să nu se dezacordeze filtrul de FI, pe de o parte s-a realizat un cuplaj foarte slab (cu capacitatea mică C_{14}) al circuitului oscilant la anodul tubului de amestec; pe de altă parte, în paralel cu linia coaxială s-a conectat șocul de UIF L_{10}, care scurtcircuitează, pentru frecvența intermediară, miezul circuitului coaxial. În acest fel tensiunea de FI de pe condensatorul variabil C_{24} este foarte mică și variațiile ei nu vor fi resimțite de circuitul de FI.

Acest tip de schimbător de canale are un reglaj automat al frecvenței oscilatorului, prin care se reduce fuga de frecvență. Reglajul se face capacitiv, cu ajutorul unei diode varicap, cu siliciu, polarizată în sens de blocare. Dioda este cuplată cu circuitul oscilatorului local prin inductanța de cuplaj L_{20}.

Schimbătorul de canale se remarcă printr-o bună atenuare a oscilațiilor perturbatoare. Aceasta s-a realizat printr-o judicioasă decuplare a tuturor conexiunilor care ies din cavitatea oscilatorului local, prin condensatoare de trecere și șocuri de UIF. Tensiunea perturbatoare care ajunge la bornele de antenă este suficient de mică datorită selectivității filtrului de bandă UIF și atenuării intrării etajului preamplificator. Radiația prin circuitul de FI este redusă de filtrul trece-jos $L_{11}C_{18}$, conectat între tubul amplificator și circuitul de FI.

Schema unui schimbător de canale UIF tranzistorizat, de fabricație Telefunken, este prezentată în fig. 4.39, *a*. Pentru o mai ușoară înțelegere, în fig. 4.39, *b*, aceeași schemă este reprezentată cu elemente concentrate.

Intrarea schimbătorului de canale are impedanța de 60 Ω. Cablul de coborîre al antenei de 240Ω este adaptat printr-un tronson de linie, de lungime $\frac{\lambda}{2}$; același tronson asigură și asimetrizarea. Tranzistorul etajului preamplificator funcționează în montaj cu baza comună. Emitorul tranzistorului este conectat la intrarea adaptorului printr-un circuit în Π, format de elementele C_1L_1 C_2. Polarizarea tranzistorului se face prin rezistențele $R_1 \ldots R_4$. Cu ajutorul rezistenței semireglabile R_3 se ajustează punctul de funcționare al tranzistorului, în așa fel, încît raportul semnal/zgomot și amplificarea să fie cît mai bune.

Filtrul de bandă UIF este conectat direct în colectorul tranzistorului T_1. El este format din două linii coaxiale în $\frac{\lambda}{4}$, avînd capetele în scurtcircuit. Acordul liniilor se face cu ajutorul condensatoarelor C_4 și C_5, iar alinierea — cu ajutorul condensatoarelor semireglabile C_3 și C_6. Cuplajul circuitelor filtrului este cîmp magnetic, obținut prin folosirea buclei de cuplaj K_1.

Tranzistorul T_2 funcționează ca etaj de amestec și oscilator local. Reacția oscilatorului, de tip Colpitts, se obține cu ajutorul capacităților C_8, C_{ec} și C_{be}. Frecvența oscilațiilor este determinată de linia coaxială L_5, capacitățile C_{10} și C_{11}, precum și de reactanța reflectată în linie de bucla de cuplaj K_3 a circuitului diodei de acord automat, de tip BA110. Oscilațiile de FI sînt separate prin circuitul trece-jos în Π, format de $C_9L_6C_{12}$. Inductanța L_4, împreună

Arhiva digitala SaDAng

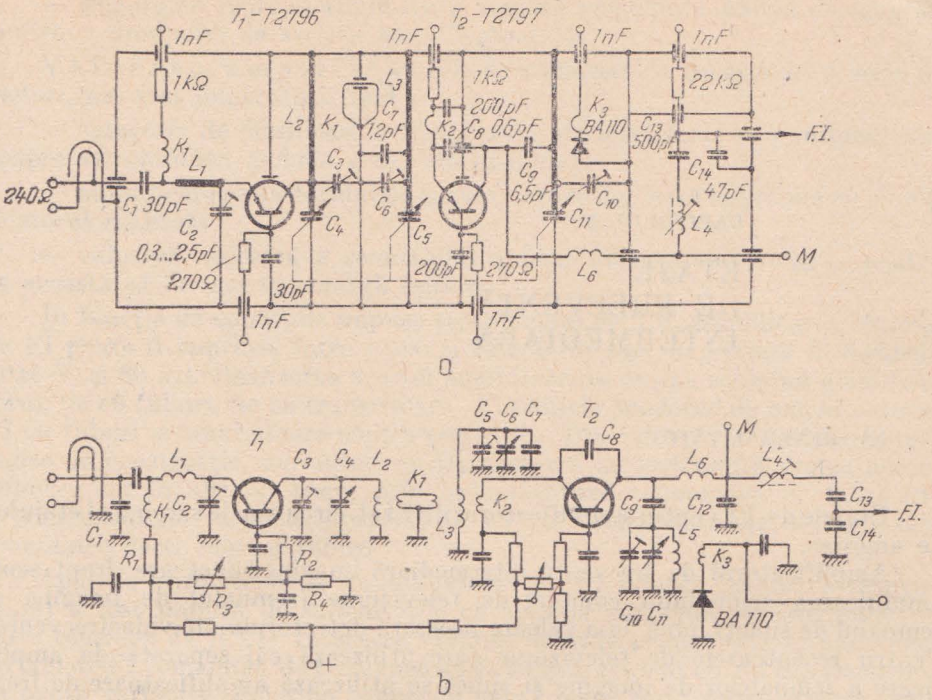


Fig. 4.39. Schimbător de canale cu tranzistoare:
a — schema de principiu; *b* — aceeași schemă reprezentată cu elemente concentrate.

cu condensatoarele $C_{13}C_{14}C_{12}$ și C_9 asigură selectarea oscilațiilor în $\frac{\lambda}{4}$. Se evită influența acordului oscilatorului asupra circuitului de FI, deoarece prin conductorul central al liniei, condensatorul C_9 este practic pus la masă, din punctul de vedere al frecvenței intermediare.

CAPITOLUL 5

ETAJE DE FRECVENȚĂ INTERMEDIARĂ

5.1. GENERALITĂȚI

Etajele de FI conțin amplificatorul de FI și circuitul de sarcină al etajului de amestec.

Amplificatorul de frecvență intermediară imagine-sunet are drept scop amplificarea semnalului complet de televiziune (semnalul de imagine și semnalul de sunet), pînă la o valoare necesară detectorului de videofrecvență. Pentru receptoarele de televiziune care utilizează căi separate de amplificare a semnalelor de imagine și sunet se utilizează amplificatoare de frecvență intermediară separate pentru imagine și sunet. Receptoarele de televiziune cu căi separate nu mai prezintă decît interes istoric, ele fiind primele aparate apărute în țara noastră (Temp 2, Leningrad T_2). La scurt timp după apariția acestora, locul lor a fost luat de receptoarele cu cale comună pentru imagine și sunet care au rezolvat problema definitiv în favoarea lor. Avînd în vedere acest aspect, tratarea ulterioară se va referi numai la amplificatorul cu cale comună pentru sunet și imagine.

Amplificatorul de frecvență intermediară (AFI) este amplasat din punct de vedere electric între etajul de amestec și detectorul de VF. Trebuie ținut seamă însă că la realizarea caracteristicii de amplitudine-frecvență a etajelor de FI participă și circuitul de sarcină al etajului de amestec.

Dintre condițiile impuse amplificatorului de FI, enunțăm următoarele:

— amplificarea semnalului complet de TV pînă la valoarea necesară detectorului de VF;
— stabilitatea amplificării și a frecvenței circuitelor de acord;
— realizarea formei nesimetrice a caracteristicii de amplitudine-frecvență (v. cap. 2);
— asigurarea selectivității față de canalele adiacente (v. cap. 2);
— asigurarea funcționării normale în condițiile dispersiei parametrilor elementelor active;

Arhiva digitala SaDAng

— asigurarea reproductibilității și reglării comode în banda de montaj pentru o producție de serie a amplificatoarelor.

Valoarea amplificării se stabilește în funcție de o serie de factori, cei mai importanți fiind:

— categoria de clasificare a receptorului de televiziune, care influențează asupra sensibilității globale a căii de imagine;

— amplificarea selectorului de canale, care se cuplează împreună cu amplificatorul realizat;

— valoarea necesară a semnalului aplicat detectorului video — pentru ca aceasta să lucreze în condiții optime.

În funcție de condițiile impuse receptorului de TV, amplificarea etajelor de FI poate fi cuprinsă între 1 000 și 10 000 ori sau, exprimată în decibeli, între 60 și 80 dB. Realizarea acestei amplificări se obține echipînd amplificatorul, fie cu tuburi, fie cu tranzistoare. Variantele moderne de amplificatoare FI cu tuburi și tranzistoare conțin trei etaje. Din cauza dificultăților tehnologice de construcție, variantele cu tranzistoare au fost multă vreme neeconomice, dar în ultimul timp, prin îmbunătățirea tehnologiei de fabricație a tranzistoarelor, amplificatoarele de FI cu tranzistoare au devenit mai economice decît cele cu tuburi.

Apariția variantelor de amplificatoare de FI hibride (tuburi + tranzistoare) a fost impusă de dificultățile ce apar la comanda tranzistorului de către tensiuea de RAA. În aceste variante hibride primul etaj al amplificatorului de FI comandat de tensiunea de RAA este echipat cu un tub electronic cu panta variabilă. Folosind tuburi cu pantă mare sau tranzistoare cu cîștig ridicat în tensiune și putere, circuite de sarcină cu impedanță de transfer ridicată (circuite cuplate) precum și un montaj îngrijit, se pot construi amplificatoare de FI cu două etaje, la care amplificarea să fie acceptabilă.

Stabilitatea amplificării reprezintă o condiție absolut obligatorie pentru funcționarea amplificatorului respectiv. Pericolul de instabilitate apare în special la amplificări mari. Instabilitatea amplificării se datorește, în principiu, apariției unei reacții pozitive locale sau globale în etajele de FI. Reacția poate avea loc prin circuitele de alimentare ale tuburilor și tranzistoarelor, dacă acestea nu sînt bine decuplate, între circuitele de ieșire și intrare, în special la montajele cu tranzistoare (dacă nu sînt bine neutrodinate), între alte circuite cu diferențe de potențial mari între ele, dacă nu sînt suficient și judicios distanțate sau decuplate acolo unde este cazul, precum și între zonele de masă corespunzătoare diverselor etaje, dacă aceste zone nu sînt de suprafețe suficient de întinse și dacă legătura dintre zone nu este, de asemenea, de suprafață cît mai mare.

Instabilitatea frecvenței circuitelor de acord se datorește variației tensiunilor de alimentare a tuburilor sau tranzistoarelor, variației temperaturii locurilor unde sînt plasate circuitele de acord (dacă nu s-au luat măsuri de compensare sau de limitare a variației frecvenței cu temperatura) și în special variației impedanței de intrare a etajelor comandate de tensiune de RAA,

(dacă nu s-au luat măsurile corespunzătoare de reducere sau eliminare a acestui efect).

Frecvența purtătoare de imagine este plasată pe flancul (frontul) Nyquist și are, după normele O.I.R.T, valoarea de 38 MHz. Locul exact este în multe cazuri la jumătatea flancului (0,5 din valoarea de vîrf), uneori însă se lucrează și cu f_{pi} plasată la 0,35—0,4 din valoarea de vîrf, cînd se spune că se lucrează cu purtătoarea jos.

Valoarea frecvenței intermediare a purtătoarei de sunet se găsește la o distanță de 6,5 MHz de frecvența intermediară imagine (în FI la 31,5 MHz, conform normei O.I.R.T.).

Purtătoarea de sunet este modulată în frecvență în funcție de natura semnalului audio de transmis cu o deviație de frecvență maximă egală cu $\pm$50 kHz. Pentru ca spectrul semnalului de sunet modulat în frecvență să fie amplificat în mod uniform în etajele de frecvență intermediară, caracteristica amplificatorului se realizează cu un palier drept în jurul frecvenței intermediare de sunet. Lățimea palierului (treptei de sunet, cum se mai numește) se alege astfel, încît componentele principale ale spectrului undei modulate în frecvență să fie amplificate în mod uniform. Pentru aceasta, o lărgime de 100 kHz, cu $\pm$50 kHz în jurul frecvenței intermediare de sunet, este deja suficient.

Amplificarea diferită a celor două purtătoare de f_{is} și f_{ii} are la bază următoarele considerente :

— la amplitudini apropiate ale celor două semnale: de sunet și imagine, datorită neliniarității caracteristicilor tuburilor sau tranzistoarelor care echipează etajele de FI, se produc fenomene de intermodulație, al căror efect se caracterizează prin apariția pe ecranul receptorului a unei rețele de puncte (moar);

— la amplitudini apropiate ale celor două semnale, în urma procesului de detecție video, purtătoarea cu cea de-a doua frecvență intermediară sunet (6,5 MHz) apare ca o componentă a spectrului de videofrecvență și împreună cu semnalul video-complex se aplică catodului tubului cinescop, perturbînd conținutul imaginii cu toată intervenția circuitului rejector acordat pe 6,5 MHz;

— o amplitudine mărită a semnalului de sunet creează posibilitatea apariției unei intermodulații și la intrarea amplificatorului de videofrecvență.

Pentru receptoarele de TV fabricate în țara noastră valoarea atenuării semnalului de sunet față de cel de imagine în etajele de FI imagine — sunet este cuprină între 20 și 26 dB (adică 10—20 ori).

Mărimea atenuării, forma și lărgimea treptei de sunet se realizează cu circuite speciale, denumite circuite de rejecție sau rejectoare de sunet.

La realizarea caracteristicii de amplitudine — frecvență a AFI, participă, atît circuitele de sarcină propriu-zise cît și circuitele de rejecție. Cu ajutorul circuitelor de sarcină propriu-zise se realizează caracteristica simetrică a AFI, rămînînd ca obținerea nesimetriei și a atenuărilor semnalelor nedorite să fie îndeplinită de circuitele rejectoare.

Arhiva digitala SaDAng

Tipurile de circuite de sarcină utilizate în AFI, în ordinea evoluției tehnicii, au fost următoarele :

— circuite simple acordate sincron ;

— circuite decalat acordate ;

— circuite cuplate.

În paragrafele următoare se vor trata toate aceste tipuri de circuite, insistîndu-se mai mult asupra circuitelor cuplate, care în momentul de față se utilizează în majoritatea receptoarelor de TV.

Asigurarea selectivității față de canalele adiacente reprezintă una dintre problemele cele mai dificile ale AFI imagine-sunet.

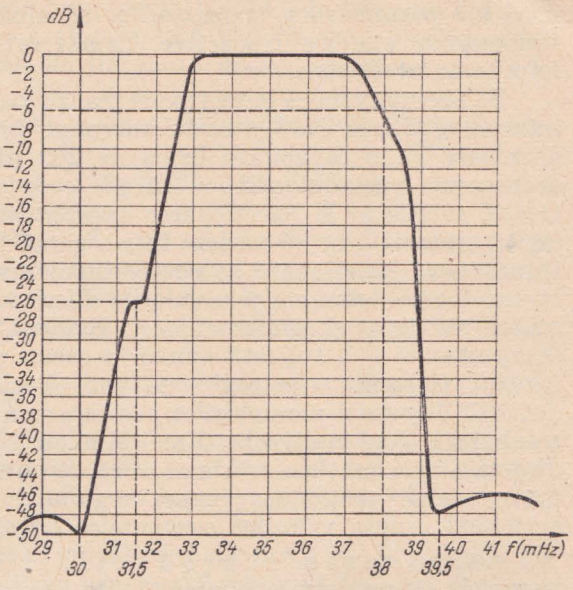


Fig. 5.1. Caracteristica de amplitudine-frecvență reală a etajelor de FI imagine-sunet.

Cum banda de trecere a etajelor de foarte înaltă frecvență este mai mare decît lățimea unui canal de transmisie, înseamnă, că, la emisia simultană pe două canale vecine semnalale corespunzătoare celor două canale vor trece prin etajele de FIF și vor fi prezente la intrarea AFI. Sarcina de selectare a canalului dorit dintre cele vecine nedorite revine practic în întregime etajelor de FI imagine-sunet.

Practic, dezideratul de a realiza în afara benzii o amplificare nulă nu se poate îndeplini și atunci se consideră că, o atenuare de 100 ori (40 dB) față de amplificarea corespunzătoare frecvenței intermediare imagine este suficientă. Fig. 5.1, care reprezintă caracteristica de amplitudine — frecvență a etajelor de FI, mai apropiată de realitate, ilustrează plasarea tuturor frecvențelor marcante și valorile atenuărilor necesare. Forma caracteristicii reale diferă în mod voit de cea ideală, deoarece realizarea caracteristicii ideale, construită cu fronturi abrubte și cu colțuri nerotunjite, conduce la apariția unor distorsiuni de fază foarte mari.

Asigurarea funcționării normale în condițiile dispersiei parametrilor elementelor active este necesară în mod deosebit, în cazul cînd AFI imagine-sunet este echipat cu tranzistoare. Datorită dificultăților încă existente în tehnologia de fabricație a tranzistoarelor, parametrii tranzistoarelor de același tip, ca : R_{intr}, C_{intr}, R_{ies}, C_{ies}, au valorile cuprinse într-o gamă foarte largă. De acest lucru se ține seamă la proiectare, procedîndu-se la alegerea unor asemenea montaje în care variații

mari ale parametrilor tranzistorilor să aibă consecințe reduse asupra performanțelor etajelor respective. Următorul exemplu arată una din căile folosite în acest sens.

Să presupunem că la un tip de tranzistoare capacitatea de intrare variază între 10 și 20 pF. Dacă circuitul rezonant din baza tranzistorului respectiv se acordează cu o capacitate fizică de 200 pF, atunci capacitatea totală de acord poate varia între 210 și 220 pF, ceea ce nu periclitează performanțele. O altă soluție ar fi selecționarea tranzistoarelor din același tip, în așa fel, încît parametrii lor să varieze într-o gamă foarte mică. Cu aceste grupe de tranzistoare selecționate se pot construi diverse variante de montaje, care se vor deosebi între ele prin valorile diferite ale celorlalte piese electrice aferente (rezistențe și condensatoare). Evident, este o soluție neeconomică și se recomandă a fi aplicată numai în cazuri extreme. Desigur că, și în cazul folosirii tuburilor electronice se pot obține unele performanțe anormale datorită dispersiei parametrilor acestora; numai că, tehnologia de fabricație a tuburilor fiind mai veche și mai bine pusă la punct decît a tranzistoarelor, dispersia parametrilor este mai mică. Și aici se pot lua măsuri din faza de proiectare, fie acționînd asupra regimului de alimentare a tuburilor, fie acționînd asupra valorilor elementelor circuitelor pasive.

Asigurarea reproductibilității și a reglării ușoare în procesul de producție reprezintă, de asemenea, o condiție esențială care trebuie îndeplinită. Reproductibilitatea performanțelor AFI este asigurată dacă parametrii elementelor active (tuburi, tranzistoare, diode) au un cîmp de dispersie redus, dacă valorile elementelor pasive (rezistențe, condensatoare, bobine etc.) au un cîmp de toleranțe redus, dacă elementele parazite ale montajului de natură capacitivă sau inductivă au valori stabilizate și, în sfîrșit, dacă celelalte elemente pasive sau active ale receptorului de TV, care prin prezența lor contribuie la funcționarea AFI, au valoarea nominală cît mai constantă.

Reglarea comodă a circuitelor etajelor de FI reprezintă o dorință legitimă a tuturor celor ce execută această operație. De aceea, trebuie luate măsurile corespunzătoare pentru satisfacerea acestei condiții, încă din faza de proiectare și realizare a modelului. Reducînd numărul aparatelor folosite în operațiile de reglaj la strictul necesar, fără a dăuna calității reglajului, micșorînd numărul operațiilor de reglaj la minimum posibil, folosind cose sau borne marcate într-un anume fel pentru conectarea aparaturii de reglaj, punînd la dispoziția producției instrucțiuni de reglaj inteligibile, concise și în același timp precise, reglarea AFI devine o operație accesibilă și acelora cu o calificare mai slabă.

5.2. ALEGEREA FRECVENȚEI INTERMEDIARE

Frecvența intermediară imagine și domeniul de frecvență alocat circuitelor din etajele de FI nu se stabilesc la întîmplare, ci în funcție de anumite criterii, care au în vedere evitarea perturbării semnalului util de către sem-

Arhiva digitala SaDAng

nalele nedorite externe sau interne receptorului de TV. În sistemul O.I.R.T. frecvența intermediară imagine s-a ales de 38 MHz, frecvența intermediară sunet de 31,5 MHz, iar domeniul de frecvență alocat circuitelor de FI se poate aprecia din fig. 5.1.

Criteriile principale care au stat la baza alegerii frecvenței intermediare sînt următoarele:

— în domeniul de FI nu trebuie să cadă niciuna dintre frecvențele purtătoare ale canalelor de TV existente;

— în domeniul de FI nu trebuie să cadă nici una dintre frecvențele de lucru ale unor stații speciale sau ale emițătoarelor de radiodifuziune (aceste semnale pătrund direct în banda de FI și perturbă semnalul util);

— armonicele frecvenței intermediare nu trebuie să cadă în banda vreunui canal de TV;

— frecvențele oscilatorului local sau armonicele acestora nu trebuie să cadă în banda niciunui canl de TV;

— diferența dintre armonicile oscilatorului local și frecvențele purtătoare ale canalelor de TV nedorite să nu fie egală cu o frecvență din banda de FI;

— frecvența oglindă a unui canal să nu corespundă cu frecvențele purtătoare a celorlalte canale;

— diferența dintre frecvențele purtătoarei de sunet și de imagine ale unui canal de TV, precum și multiplii acestei diferențe, să nu cadă în banda de FI.

5.3. AFI CU CIRCUITE SIMPLE ACORDATE SINCRON

Caracteristic acestor amplificatoare este faptul că toate circuitele sînt acordate pe aceeași frecvență.

Circuitele pot fi simple, de tipul dipol LCR, montat în derivație pe elementul activ (fig. 5.2) sau prin transformator, cu primarul și secundarul acordat pe aceași frecvență, cuplajul dintre primar și secundar fiind destul de slab. În cuprinsul acestui paragraf se vor analiza numai circuitele simple de tip dipol, rămînînd ca circuitele cu transformator să fie tratate la AFI cu circuite cuplate, fiind un caz particular al acestora. Circuitele de tip dipol nu se utilizează în montaje în care elementele active sînt tranzistoare, deoarece, impedanța de intrare a tranzistoarelor fiind mică, produce o amortizare puternică a circuitelor, micșorînd prin aceasta amplificarea etajelor respective. De aceea, schemele de AFI cu circuite de sarcină de tip dipol folosesc aproape în exclusivitate ca elemente active, tuburile electronice. De acest fapt, se va ține seamă în expunerea care urmează.

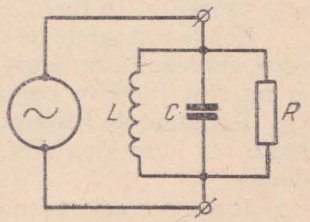


Fig. 5.2. Circuit tip dipol derivație.

Circuitul LCR din fig. 5.2 reprezintă, de fapt, un circuit echivalent al tuturor elemente-

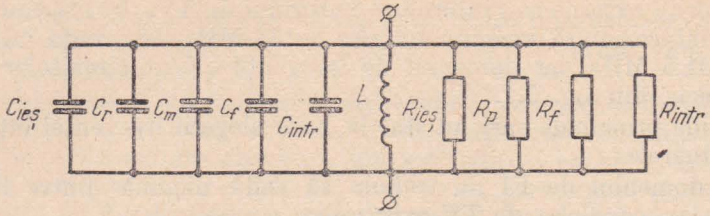


Fig. 5.3. Schema reală a circuitului tip dipol din fig. 5.2.

lor reale și parazite aflate între ieșirea și intrarea a două tuburi succesive. În fig. 5.3 este prezentată schema reală a circuitului de sarcină.

Prin $C_{ieș}$ și $R_{ieș}$ s-au notat capacitatea și rezistența de ieșire a tubului precedent, prin C_{int} și R_{int} — capacitatea și rezistența de intrare a tubului următor. Capacitățile parazite repartizate ale bobinei sau bobinelor folosite și ale rezistențelor fizice s-au însumat în C_r. Capacitatea parazită a cablajului convențional sau imprimat este notată cu C_m. În cazul cînd suma capacităților amintite nu este suficientă pentru acord, se mai montează un condensator suplimentar de capacitate C_f.

Prin R_p s-a notat rezistența echivalentă de pierderi datorate soclurilor, diverselor suporturi, efectelor de proximitate și pelicular manifestate asupra rezistențelor fizice din circuit etc. Rezistența dintre anodul tubului precedent și circuitul de alimentare, sau rezistența dintre grila tubului următor și masă, sau sursa de negativare, sau rezistența echivalentă a acestora, cînd ambele există în circuit, s-au notat prin R_f. Prin L s-a notat inductanța bobinei montată, fie în circuitul anodic al tubului precedent, fie în circuitul de grilă al tubului următor, sau inductanța echivalentă a mai multor bobine puse în paralel. Legătura dintre elementele fig. 5.2 și 5.3 este dată de relațiile;

$$C = C_f + C_{ieș} + C_r + C_m + C_{intr}; \tag{5.1}$$

$$\frac{1}{R} = \frac{1}{R_{ieș}} + \frac{1}{R_p} + \frac{1}{R_f} + \frac{1}{R_{intr}}. \tag{5.2}$$

Un montaj practic simplificat, cu două circuite simple acordate sincron, este prezentat în fig. 5.4.

Condensatoarele de cuplaj C_{g1}, C_{g2}, avînd capacități de ordinul nanofarazilor, reprezintă un scurtcircuit în domeniul FI, așa că în schema echivalentă ei nu sînt luați în considerare.

Rezistențele fizic montate, în scopul amortizării circuitelor și a obținerii benzii de lucru necesare, sînt R_{g1} pentru primul etaj și R_{a2} pentru etajul al doilea.

Presupunînd că tuburile folosite sînt pentode, aceasta fiind de fapt și situația reală, rezistența de ieșire a acestora fiind mult mai mare decît rezistența fizică R_f, ea poate fi neglijată în relația (5.2). De asemenea, poate fi

Arhiva digitala SaDAng

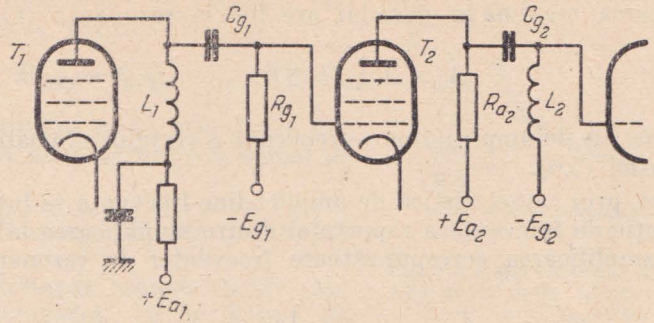


Fig. 5.4. Schema simplificată de AFI cu două etaje acordate sincron.

neglijată și rezistența echivalentă de pierderi R_p, care are o valoare foarte ridicată. În aceste condiții relația (5.2) se simplifică căpătînd forma :

$$\frac{1}{R} = \frac{1}{R_f} + \frac{1}{R_{intr}}. \tag{5.3}$$

În domeniul spectrului de frecvență intermediară, valoarea rezistenței de intrare este de ordinul zecilor de kiloohmi și nu poate fi neglijată.

Unul dintre dezavantajele AFI cu circuite simple este acela că oferă un produs amplificare-bandă global redus. Pentru justificarea acestei afirmații se va exprima matematic produsul amplificare-bandă global și apoi se va interpreta.

Amplificarea unui singur etaj este dată de relația :

$$A = SZ \tag{5.4}$$

unde S este panta tubului amplificator și Z — impedanța circuitului echivalent din fig. 5.2. Impedanța Z este dată de formula :

$$Z = \frac{R}{\sqrt{1 + \alpha^2}}. \tag{5.5}$$

în care $\alpha = Qx$ cu $x = \frac{f}{f_0} - \frac{f_0}{f}$ și $Q = 2\pi RCf_0$;

Q este factorul de calitate al circuitului derivație; $f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$ — frecvența de rezonanță a circuitului derivație și f — o frecvență oarecare din domeniul cercetat.

Înlocuind relația (5.5) în relația (5.4), se obține :

$$A = \frac{SR}{\sqrt{1 + Q^2(f/f_0 - f_0/f)^2}}. \tag{5.6}$$

Amplificarea maximă a etajului are loc la rezonanță ($f = f_0$), cînd :

$$A = A_{max} = SR. \tag{5.7}$$

Caracteristica de amplitudine —frecvență a etajului se poate reprezenta pe baza relației (5.6).

De obicei, prin caracteristica de amplitudine-frecvență se înțelege reprezentarea funcție de frecvență a raportului dintre amplificarea la o frecvență oarecare și amplificarea corespunzătoare frecvenței de rezonanță :

$$\frac{A}{A_{max}} = \frac{1}{\sqrt{1 + Q^2(f/f_0 - f_0/f)^2}}. \tag{5.8}$$

Reprezentarea grafică a expresiei (5.8), (fig. 5.5), are forma unei secțiuni verticale făcută într-un clopot ; de multe ori unei asemenea caracteristici i se spune „curba clopot".

Din fig. 5.5 rezultă că există două frecvențe f_1, f_2, pentru care amplificarea scade cu 3 dB față de valoarea amplificării maxime. Diferența de frecvențe $f_2 - f_1$, poartă numele de bandă de trecere a etajului la 3 decibeli și se notează cu „$B_{3\,dB}$". Banda de trecere se poate calcula cu ușurință din relația (5.8).

$$\frac{A}{A_{max}} = -3\,dB = \frac{1}{\sqrt{2}} = \frac{1}{\sqrt{1 + Q^2(f/f_0 - f_0/f)^2}}.$$

Ridicînd la pătrat și separînd termenii rezultă :

$\pm(f/f_0 - f_0/f) = \frac{1}{Q}$, unde f nu poate lua decît valorile f_1 și f_2, frecvențele limită ale benzii.

Ținînd seamă de semn și înlocuind pe f, se obțin expresiile :

$$+(f_2/f_0 - f_0/f_2) = 1/Q; \tag{5.9}$$

$$-(f_1/f_0 - f_0/f_1) = 1/Q. \tag{5.10}$$

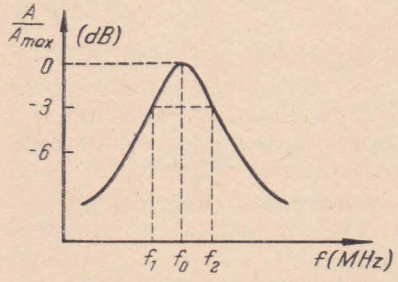


Fig. 5.5. Caracteristica de amplitudine-frecvență a unui etaj avînd drept sarcină un circuit derivație.

Din egalitatea relațiilor (5.9) și (5.10) rezultă :

$(f_2^2 - f_0^2)/f_0f_2 = (f_0^2 - f_1^2)/f_0f_1$ și, în sfîrșit :

$$f_0^2 = f_1f_2. \tag{5.11}$$

Înlocuind relația (5.11) în (5.9) se obține :

$(f_2^2 - f_1f_2)\, f_0f_2 = 1/Q$ sau $(f_2 - f_1)/f_0 = 1/Q$.

Arhiva digitala SaDAng

Cum $B_{3dB} = f_2 - f_1$, rezultă formula finală a benzii :

$$B_{3dB} = f_0/Q. \qquad (5.12)$$

Înlocuindu-l pe Q prin $2\pi f_0 RC$, se obține o nouă expresie a benzii de trecere :

$$B_{3dB} = 1/2\pi RC. \qquad (5.13)$$

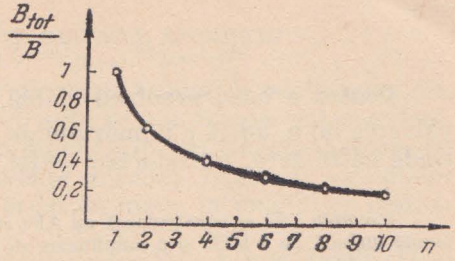


Fig. 5.6. Raportul dintre banda totală a unui AFI cu n etaje identice și banda unui singur etaj.

Interpretarea relației (5.13) conduce la concluzia, că o bandă de trecere mai mare se obține prin micșorarea lui R sau a lui C. Micșorarea lui R, însă, determină scăderea amplificării etajului (relația 5.6). Produsul amplificare-bandă maxim la un singur etaj este :

$$A_{max} B_{3dB} = \frac{SR}{2\pi RC} = \frac{S}{2\pi C}. \qquad (5.14)$$

$S/2\pi C$ poartă numele de factor de merit al tubului electronic.

De aici se vede că alegerea unui tub electronic cu panta cît mai ridicată și capacități de intrare și ieșire cît mai mici, deci cu un factor de merit cît mai mare, oferă posibilitatea obținerii unui produs cît mai mare.

Valoarea lui C nu poate fi micșorată ori cît de mult, ea fiind limitată de capacitățile parazite ale montajului. Singura intervenție posibilă în scopul micșorării capacității totale, la un tub dat și un cablaj dat, este eliminarea condensatorului suplimentar de acord, notat în relația (5.1) cu C_f. Această eliminare impune acordarea circuitului pe frecvența dorită, prin variația inductanței bobinei L. Variația inductanței se face cu ajutorul unui miez magnetic, cu o permeabilitate relativă de ordinul unităților, miez care se deplasează coaxial cu bobina.

Dacă montăm în cascadă n etaje identice cu cel descris, amplificarea globală va fi egală cu produsul amplificărilor tuturor etajelor : $A_{tot} = A^n$, sau $A_{tot\,max} = A^n_{max}$.

Banda totală la 3 dB este legată de banda de trecere la 3dB a unui singur etaj prin relația :

$$B_{tot_n} = B\sqrt{2^{1/n} - 1}. \qquad (5.15)$$

Raportul B_{tot}/B este reprezentat în fig. 5.6. La un amplificator cu trei etaje banda globală este jumătate din banda unui singur etaj.

Produsul amplificare — bandă global maxim capătă acum expresia :

$$A_{tot\,max} B_{tot\,3dB} = A^n_{max} B_{3dB} \sqrt{2^{1/n} - 1}. \qquad (5.16)$$

sau

$$A_{tot\ max} B_{tot\ 3\,dB} = S/2\pi C \cdot A_{max}^{n-1} \sqrt{2^{1/n} - 1}. \qquad (5.17)$$

Pentru a mări produsul global, se constată că este necesar să creștem valoarea lui n, adică a numărului de etaje. Cu cît crește n, factorul $\sqrt{2^{1/n} - 1}$ tinde către zero, introducînd astfel o limitare pentru produsul global.

Exemplu : Să se construiască un AFI cu n etaje identice, echipate cu tubul EFI83, cu o bandă globală de 5 MHz și o amplificare de 10 000 ori, adică $A_{tot\ max} B_{tot\ 3\,dB} = 10\,000 \times 5 \cdot 10^6 = 50 \times 10^9$.

Tubul EF183 are parametrii : $S = 12{,}5$ mA/V, $C_{ie_i} = 3$ pF și $C_{int} = 9{,}5$ pF.

Apreciind capacitatea parazită a montajului la 7,5 pF, produsul amplificare-bandă pentru un singur etaj este :

$$A_{max} B_{3\,dB} = \frac{S}{2\pi C} = \frac{12{,}5 \times 10^{-3}}{2(9{,}5 + 3 + 7{,}5) \times 10^{-12}} = 100 \times 10^6\,(\text{Hz}).$$

Dacă $n = 3$, atunci $B_{3\,dB} = 10$ MHz și $A_{max} = \dfrac{100 \times 10^6}{10 \times 10^6} = 10$.

Rezultă $A_{tot\ max} B_{tot\ 3\,dB} = 10^3 \times 5 \times 10^6 = 5 \times 10^9$ mai mic decît cel necesar. Mărim numărul etajelor la 4. Din fig. 5.6 rezultă : $B_{3\,dB} = 11{,}6$ MHz. În acest caz amplificarea unui etaj trebuie să fie :

$$A_{max} = \frac{100 \times 10^6}{11{,}6 \times 10^6} = 8{,}64.$$

Produsul global devine : $8{,}64 \times 5 \times 10 = 27{,}25 \times 10^9$, mai mic decît cel necesar. Folosind un număr de cinci etaje se obțin rezultatele :

$B_{3\,dB} = 12{,}5$ MHz; $A_{max} = 8$; produs global : $8^5 \times 5 \times 10^6 = 164 \times 10^9$. Condițiile impuse sînt satisfăcute cu cinci etaje. Folosind alt tip de circuite, aceleași condiții se puteau realiza cu un număr mai redus de etaje.

Un alt dezavantaj al acestor tipuri de amplificatoare este determinat tocmai de existența condensatorului de cuplaj C_g. Dacă la bornele de antenă ale unui receptor de TV se captează impulsuri parazite de mare amplitudine, ele ajung la grilele tuburilor amplificatoare de FI mult amplificate, creind astfel posibilitatea pozitivării acestor grile. Curentul de grilă care apare în circuitul de intrare încarcă condensatorul C_g. După dispariția impulsului, condensatorul C_g se descarcă pe rezistența de grilă, menținînd pînă la descărcare grila puternic negativată. Funcție de mărimea impulsului, de tensiunea de tăiere a tubului și de constanta de timp de descărcare, tubul poate fi blocat o perioadă de timp mai mare sau mai mică. Pe timpul blocării, din imagine se pierd linii utile, apărînd în locul acestora dungi luminoase.

Avantajul deosebit pe care îl prezintă acest tip de AFI, constă în simplitatea operațiilor de reglare și în faptul că pot fi folosite un număr redus de instrumente de măsură în reglare și control. De asemenea, o mînă experimentată poate regla acest tip de amplificator numai cu ajutorul șurubelniței în prezența unei mire de control, fără intervenția unui alt aparat de măsură.

Arhiva digitala SaDAng

5.4. AMPLIFICATOARE DE FI CU CIRCUITE DECALAT ACORDATE

Frecvențele de acord ale circuitelor de sarcină fiind decalate între ele, amplificatoarele înzestrate cu asemenea circuite se numesc decalat acordate. Circuitele de sarcină pot fi simple, de tip dipol LCR sau transformatoare cu primarul și secundarul acordate pe frecvențe diferite. Numărul circuitelor acordate pe frecvențe distincte poate fi oricît de mare, în funcție de pretențiile impuse amplificatorului respectiv.

În funcție de diferența dintre frecvența centrală a benzii de Fi (f_0) și frecvența de acord a fiecărui circuit, se poate face o clasificare a circuitelor. Astfel, o grupă de două circuite, ale căror frecvențe de acord sînt simetrice față de frecvența centrală, se numește dublet; o grupă de trei circuite dintre care unul este acordat pe f_0 și celelalte simetrice se numește triplet; o grupă de patru circuite, ale căror frecvențe de acord sînt simetrice două cîte două față de frecvența centrală, se numește quadruplet. Continuînd clasificarea se pot obține: quintuplet, sextuplet, septuplet etc.

Un amplificator poate fi realizat din combinarea mai multor grupe identice sau diferite. De exemplu, un amplificator cu cinci circuite poate fi compus dintr-un quintuplet sau dintr-un dublet și un triplet; un amplificator cu șase etaje poate fi compus dintr-un sextuplet sau dintr-un quandruplet și un dublet, sau din două triplete sau, în sfîrșit, din trei dublete. Alegerea combinației de grupe este dictată de condițiile impuse amplificatorului (bandă, amplificare și forma caracteristicii amplitudine-frecvență). În fig. 5.7 este ilustrată caracteristica de amplitudine-frecvență a unui AFI realizat cu două etaje, în care circuitele formează un dublet. Se observă că fig. 5.7,*b* oferă cazul optim în care caracteristica globală are lățimea zonei plate aproximativ egală cu Δf (banda la 3 dB a unui singur circuit), iar amplificarea maximă este aproximativ egală cu jumătate din produsul amplificărilor celor două etaje separate. O primă concluzie, care se poate trage de aici este că, printr-o ordonare judicioasă a frecvențelor de acord, se poate obține o caracteristică, a cărei bandă de trecere să fie mai mare decît fiecare din benzile de trecere ale circuitelor utilizate. În paragraful prece-

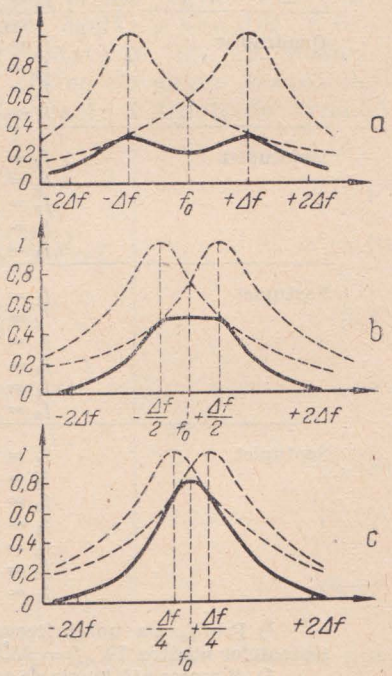


Fig. 5.7. Caracteristici de amplitudine-frecvență ale unui AFI realizat cu dubleți:

a — banda largă și amplificare mică; *b* — caz optim, caracteristica plată, amplificare și bandă acceptabile; *c* — bandă îngustă și amplificare mare.

dent s-a văzut că banda globală de trecere era mai mică decît banda oricărui circuit separat.

De altfel se poate demonstra, lucru pe care nu-l facem aici, că cea mai judicioasă ordonare a frecvențelor de acord pentru diversele grupe de clasificare este cea din tabelul 5.1.

Tabelul 5.1

Valoarea frecvențelor de acord pentru diverse grupe de clasificare

Tipul grupei	Frecvențele de acord	Benzile de trecere a circuitelor
Dublet	$f_1 = f_0 + 0{,}35\ B$ $f_2 = f_0 - 0{,}35\ B$	$B_1 = 0{,}71\ B$ $B_2 = 0{,}71\ B$
Triplet	$f_1 = f_0 + 0{,}43\ B$ $f_2 = f_0$ $f_3 = f_0 - 0{,}43$	$B_1 = 0{,}5\ B$ $B_2 = B$ $B_3 = 0{,}5\ B$
Quadruplet	$f_1 = f_0 + 0{,}46\ B$ $f_2 = f_0 + 0{,}19\ B$ $f_3 = f_0 - 0{,}19\ B$ $f_4 = f_0 - 0{,}46\ B$	$B_1 = \%38\ B$ $B_2 = 0{,}92\ B$ $B_3 = 0{,}92\ B$ $B_4 = 0{,}38\ B$
Quintuplet	$f_1 = f_0 + 0{,}48\ B$ $f_2 = f_0 + 0{,}29\ B$ $f_3 = f_0$ $f_4 = f_0 - 0{,}29\ B$ $f_5 = f_0 - 0{,}48\ B$	$B_1 = 0{,}31\ B$ $B_2 = 0{,}81\ B$ $B_3 = B$ $B_4 = 0{,}81\ B$ $B_5 = 0{,}31\ B$
Sextuplet	$f_1 = f_0 + 0{,}48\ B$ $f_2 = f_0 + 0{,}35\ B$ $f_3 = f_0 + 0{,}13\ B$ $f_4 = f_0 - 0{,}13\ B$ $f_5 = f_0 - 0{,}35\ B$ $f_6 = f_0 - 0{,}48\ B$	$B_1 = 0{,}26\ B$ $B_2 = 0{,}71\ B$ $B_3 = 0{,}97\ B$ $B_4 = 0{,}97\ B$ $B_5 = 0{,}71\ B$ $B_6 = 0{,}26\ B$
Septuplet	$f_1 = f_0 + 0{,}49\ B$ $f_2 = f_0 + 0{,}39\ B$ $f_3 = f_0 + 0{,}22\ B$ $f_4 = f_0$ $f_5 = f_0 - 0{,}22\ B$ $f_6 = f_0 - 0{,}39\ B$ $f_7 = f_0 - 0{,}49\ B$	$B_1 = 0{,}22\ B$ $B_2 = 0{,}62\ B$ $B_3 = 0{,}9\ B$ $B_4 = B$ $B_5 = 0{,}9\ B$ $B_6 = 0{,}62\ B$ $B_7 = 0{,}22\ B$

[1]) Prin f_0 s-a notat frecvența centrală a caracteristicii de FI (în cazul reptoarelor noastre TV, $f_0 = 35{,}5$ MHz.

[2]) B reprezintă banda de trecere la 3 dB a întregului AFI.

Obișnuit, amplificatorul se realizează cu cinci circuite, dintre care trei sînt circuite simple de tip dipol, iar două sînt circuitele primar și secundar ale unui transformator în care frecvențele de acord ale primarului și secundarului sînt simetrice față de f_0.

Arhiva digitala SaDAng

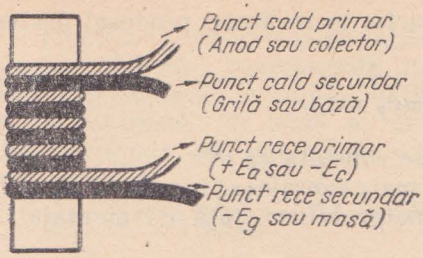


Fig. 5.8. Transformator bifilar.

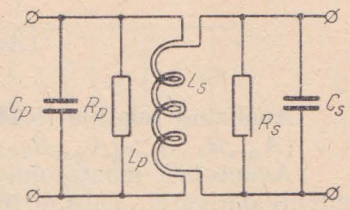


Fig. 5.9. Schema electrică a transformatorului bifilar.

Din paragraful precedent rezultă că folosirea circuitelor simple de tip dipol, nu oferă rezultate satisfăcătoare și de aceea s-a trecut la înlocuirea acestora prin două circuite primar și secundar ale unui transformator, numit transformator bifilar (fig. 5.8).

Circuitele sînt acordate pe aceeași frecvență și sînt strîns cuplate între ele, factorul de cuplaj k avînd practic valoarea egală cu unitatea. Schema electrică a transformatorului bifilar este prezentată în fig. 5.9. Reducînd schema la circuitul primar sau secundar se obține un circuit simplu derivație LCR, în care valorile elementelor echivalente sînt date de formulele lui S.R. Scheiner :

$$L = \sqrt{L_p L_s}; \tag{5.18}$$

$$C = C_p \sqrt{L_p/L_s} + C_s \sqrt{L_s/L_p}; \tag{5.19}$$

$$R = \frac{R_p R_s \sqrt{L_p L_s}}{L_p R_s + L_s R_p}. \tag{5.20}$$

În cazul în care raportul de transformare este egal cu unitatea, adică $L_p = L_s = L$, formulele de mai sus devin :

$$L = L_p = L_s; \tag{5.18}'$$

$$C = C_p + C_s; \tag{5.19}$$

$$R = \frac{R_p R_s}{R_p + R_s}. \tag{5.20}'$$

Produsul amplificare-bandă maxim pentru un etaj are valoarea dată de relația :

$$(A_{max} B_{3\,dB}) = \frac{S}{2\pi \cdot 2 \sqrt{C_p C_s}}, \tag{5.21}$$

dacă $C_p \neq C_s$.

Pentru $C_p \simeq C_s$, cum se întîmplă practic în realitate, produsul devine :

$$(A_{max}B_{3\,dB})' = \frac{S}{2\pi(C_p + C_s)} \qquad (5.21)'$$

Analizînd relațiile (5.21) și (5.21)', se constată că :

$(A_{max}B_{3\,dB}) > (A_{max}B_{3\,dB})'$ și deci este mai avantajos să lucrăm cu $C_p \neq C_s$.

Avantajele montajului cu transformator bifilar, față de montajul cu circuit derivație, constau în :

— economisirea condensatorului de blocaj C_g și, prin aceasta, și înlăturarea consecințelor electrice nedorite arătate în paragraful precedent (costul firului folosit pentru bobinajul secundar este practic neînsemnat, iar bobinarea acestuia nu cere manoperă în plus, deoarece el se bobinează simultan cu înfășurarea primară) ;

— simplificarea cablajului prin reducerea conexiunilor, obținîndu-se astfel o bună aerare și dînd posibilitatea să se lucreze la frecvențe mai ridicate.

Transformatorul cu circuitele primar și secundar acordate decalat se utilizează, în majoritatea cazurilor, ca element de cuplaj între etajul de amestec și primul etaj al amplificatorului propriu-zis de frecvență intermediară. Acest transformator trebuie să asigure adaptarea selectorului de canale la AFI și să permită atacul primului etaj al AFI pe o impedanță joasă de ordinul a 50—100 Ω. De aceea raportul de transformare ($n = L_p/L_s$) este întotdeauna mai mare ca unitatea.

Acordul relativ ușor al circuitelor decalat acordate, precum și rezultatele bune obținute (amplificare suficientă, banda necesară și maximum de liniaritate a caracteristicii de amplitudine-frecvență) au făcut ca mult timp amplificatoarele de FI să fie realizate cu asemenea circuite. Pe măsură ce pretențiile cu privire la performanțele receptorului de TV, ca : selectivitatea canalului recepționat față de canalele adiacente sau fidelitatea imaginii au crescut, tehnica constructorilor de televizoare s-a orientat spre alte tipuri de circuite care să satisfacă aceste exigențe. În momentul de față marea majoritate a receptoarelor de TV, care se construiesc, sînt realizate cu AFI cu circuite cuplate de tipul filtre de bandă.

5.5. AMPLIFICATOARE DE FI CU CIRCUITE CUPLATE

Din cele de mai sus se constată că folosirea transformatorului ca element de cuplaj între etaje este extrem de răspîndită și că studiul proprietăților transformatorului nu face decît să vină în ajutorul celor care se preocupă de tehnica amplificatoarelor de FI. De aici nu trebuie să se înțeleagă că numai transformatorul poate fi considerat un ansamblu de circuite cuplate. Noțiunea de circuite cuplate are un sens mult mai larg și ea poate fi uzitată ori de cîte ori există două sau mai multe circuite între care există posibilitatea de transmitere a energiei. Cuplajul dintre circuitele respective se poate face într-o mare varietate de moduri.

Arhiva digitala SaDAng

Tipurile de cuplaj mai des întîlnite în AFI sînt reprezentate în fig. 5.10. Factorul de cuplaj, unul dintre parametrii de bază ai circuitelor cuplate, este dat de relația :

$$k = \frac{\pm X_M}{\sqrt{X_{pr} X_{sr}}}, \qquad (5.22)$$

în care X_M este reactanța elementului de cuplaj, iar X_{pr} și X_{sr} — reactanțele la care ne referim din cele două circuite. Semnul $\pm$ se alege în funcție de semnul lui X_M în așa fel, încît k să fie întotdeauna pozitiv.

Folosind relația (5.22), se poate determina factorul de cuplaj pentru toate tipurile reprezentate în fig. 5.10.

$$K_a = \frac{M}{\sqrt{L_p \cdot L_s}};$$

$$K_b = \frac{\sqrt{L_p \cdot L_s}}{\sqrt{(L_p + L_c)(L_s + L_c)}};$$

$$K_c = \frac{L_c}{\sqrt{(L_p + L_c)(L_s + L_c)}};$$

$$K_d = \frac{C_c}{\sqrt{(C_p + C_c)(C_s + C_c)}}; \qquad (5.23)$$

$$K_e = \frac{\sqrt{C_p C_s}}{\sqrt{(C_p + C_c)(C_s + C_c)}}.$$

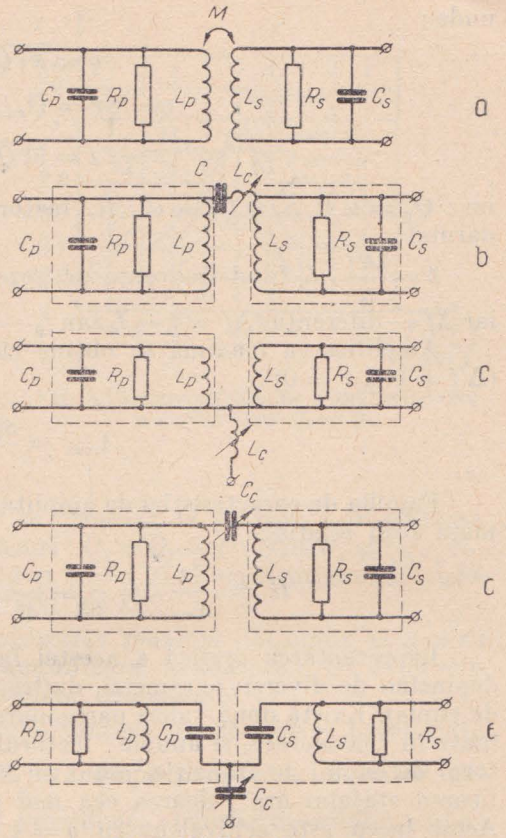


Fig. 5.10. Tipuri de cuplaj :

a — cuplaj prin inducție mutuală ; *b* — cuplaj inductiv prin inductanță în cap sau sus ; *c* — cuplaj inductiv prin inductanță în bază sau jos ; *d* — cuplaj capacitiv prin capacitate în cap sau sus ; *e* — cuplaj capacitiv prin capacitate în bază sau jos.

Pentru eliminarea cuplajelor nedorite, se vor face ecranări între elementele care nu trebuie să se cupleze între ele (v. fig. 5.10, *b*, *c*, *d*, *e*).

Folosirea circuitelor cuplate în etajele de FI, indiferent de modul cum sînt echipate etajele cu tuburi sau cu tranzistoare, oferă pe etaje și global un produs amplificare-bandă mai ridicat decît în cazul folosirii unor circuite simple acordate. Acest lucru este lesne de înțeles dacă se interpretează expresia matematică a acestui produs. Pentru fixarea ideilor ne vom referi la schema din fig. 5.10, *a*, unde cuplajul este de tip inductiv.

Amplificarea unui etaj echipat cu o pentodă de pantă S și care are ca sarcină circuitul cu schema din fig. 5.10, *a* este dată de relația :

$$A = \frac{Sq\sqrt{R_p R_s}}{\sqrt{(1 + q^2 - x^2)^2 + x^2(2 + r + 1/r)}}; \qquad (5.24)$$

unde :

$$q = k\sqrt{Q_p Q_s};$$
$$r = Q_p/_s Q_s; \qquad (5.25)$$
$$x = \beta\sqrt{Q_p Q_s}.$$

iar : $Q_p = \omega C_p R_s$ și $Q_s = \omega C_s R_s$ factorii de calitate ai primarului și secundarului ;

$\beta = \frac{2\Delta f}{f_0}$, f_0 fiind frecvența de rezonanță a primarului și secundarului, iar Δf — diferența ($\Delta f = f - f_0$ sau $f_0 - f$, după cum $f > f_0$ sau $f < f_0$).

Amplificarea maximă se obține cînd circuitul se găsește la rezonanță ($\Delta f = 0$ și $x = 0$) :

$$A_{max} = \frac{Sq\sqrt{R_p R_s}}{1 + q^2}. \qquad (5.26)$$

Familia de caracteristici de amplitudine-frecvență ale etajului este exprimată prin relația :

$$H = \frac{A}{A_{max}} = \frac{1 + q^2}{\sqrt{(1 + q^2 - x^2)^2 + x^2(2 + r + 1/r)}}. \qquad (5.27)$$

Reprezentarea grafică a acestei familii se face pentru diferite cazuri, depinzînd de diverși parametri, dintre care cel mai important este factorul de cuplaj. Există două valori particulare ale factorului de cuplaj care trebuie luate în considerare, și anume : factorul de cuplaj critic, notat cu k_c, și factorul de cuplaj de tranziție, notat cu k_t. În situația de cuplaj critic amplificarea etajului are valoarea cea mai mare posibilă (maxim maximorum). Acest lucru este echivalent cu $q = 1$ și deci :

$$k_c = 1/\sqrt{Q_p Q_s}. \qquad (5.28)$$

În situația de cuplaj de tranziție, caracteristica de amplitudine-frecvență conține un maximum plat. Valoarea factorului de cuplaj de tranziție se obține din relația (5.25) prin înlocuirea lui q cu $\sqrt{1/2\ (r + 1/r)}$:

$$k_t = \sqrt{\frac{1}{2}\left(\frac{1}{Q_p^2} + \frac{1}{Q_s^2}\right)}. \qquad (5.29)$$

Dacă factorul de cuplaj este mai mare decît factorul de cuplaj de tranziție, caracteristica prezintă două vîrfuri și se spune că circuitele sînt supracuplate.

Dacă factorul de cuplaj este mai mic decît factorul de cuplaj de tranziție, caracteristica prezintă un singur vîrf și se spune că circuitele sînt subcuplate. Primul caz este mai interesant pentru că oferă o bandă largă la o

Arhiva digitala SaDAng

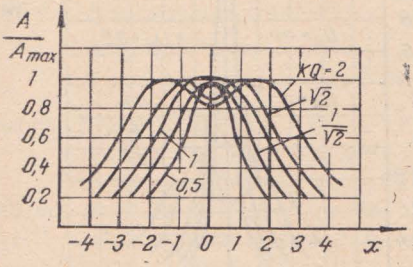


Fig. 5.11. Caracteristici de amplitudine-frecvență în cazul $Q_p = Q_s = Q$.

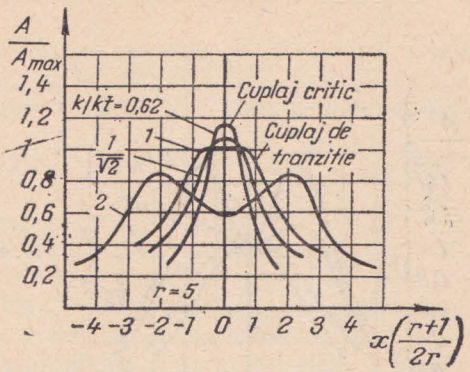


Fig. 5.12. Caracteristici de amplitudine-frecvență în cazul $Q_p \neq Q_s$.

amplificare suficient de mare. În cele ce urmează se va face reprezentarea grafică a expresiei (5.27) pentru trei cazuri : $Q_p = Q_s = Q$; $Q_p \neq Q_s$ și $Q_p = \infty$.

1) $Q_p = Q_s = Q$. În acest caz $k_c = 1$ și $k_t = 1/Q$. Reprezentarea este dată în fig. 5.11, avînd drept parametru variabil pe kQ.

Caracteristica este simetrică, amplificarea maximă obținîndu-se pentru $kQ = 1$. Se obțin aceleași rezultate (amplificare, bandă etc.), fie că circuitele sînt cuplate critic, fie că sînt cuplate tranzițional.

2) $Q_p = Q_s$. În acest caz un rol important începe să-l joace parametrul $r = \frac{Q_p}{Q_s}$. Reprezentarea din fig. 5.12 are drept parametru variabil raportul k/k_t. Spre deosebire de cazul precedent, vîrfurile diferitelor caracteristici nu sînt egale și valoarea maximă a amplificării nu se mai obține la cuplajul de tranzit, ci la cuplajul critic, cu o bandă însă destul de îngustă.

3) $Q_p = \infty$, practic $Q_p > 10\ Q_s$. În acest caz, dacă se păstrează constant factorul de cuplaj variindu-se factorul de calitate al secundarului, amplificarea la frecvența centrală (f_0) rămîne constantă, dar amplitudinea vîrfurilor variază (v. fig. 5.13). Q_{St} este factorul de calitate al secundarului la cuplajul de tranziție.

Dacă în schimb se păstrează constant factorul de calitate al secundarului, amplificarea la frecvența centrală scade foarte mult cu creșterea lui k (v. fig. 5.14).

Lățimea de bandă la 3 dB, a caracteristicii de amplitudine-frecvență se determină din condiția :

$$\frac{A}{A_{max}} = \frac{1 + q^2}{\sqrt{(1 + q^2 - x^2)^2 + x^2(2 + r + 1/r)}} = \frac{1}{\sqrt{2}}. \qquad (5.30)$$

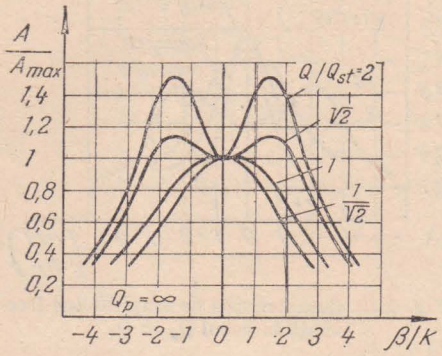


Fig. 5.13. Caracteristici de amplitudine-frecvență în cazul $Q_p = \infty$ și Q_s variabil.

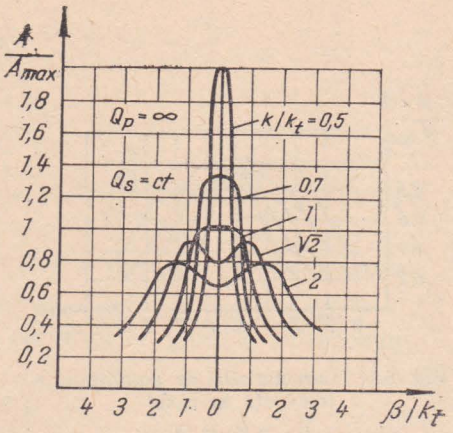


Fig. 5.14. Caracteristici de amplitudine-frecvență în cazul $Q_p = \infty$ și factorul de cuplaj variabil.

Acest caz general este mai puțin interesant. Particularizîndu-l pentru cuplajul de tranziție prin înlocuirea: $q = \sqrt{1/2(r + 1/r)}$ se obține după cîteva prelucrări banda la 3 dB în cazul cuplajului de tranziție:

$$B_{t\,3dB} = \frac{\sqrt{1+q^2}}{2\pi \cdot 2\sqrt{C_pC_s}\ \sqrt{R_pR_s}}. \tag{5.31}$$

Atunci produsul amplificare-bandă, pentru un etaj ale cărui circuite sînt cuplate tranzițional, devine:

$$A_{max}\,B_{t\,3dB} = \frac{Sq\sqrt{R_pR_s}}{1+q^2} \cdot \frac{\sqrt{1+q^2}}{2\pi\, 2\sqrt{C_pC_s}\sqrt{R_pR_s}} = \overbrace{\frac{S}{2\pi\, 2\sqrt{C_pC_s}}}^{\text{I}} \cdot \overbrace{\frac{2q}{\sqrt{1+q^2}}}^{\text{II}}. \tag{5.32}$$

Să presupunem că există situația $C_p \simeq C_s$ sau, dacă nu, putem obține această egalitate printr-o adaptare a capacității primarului la cea a secundarului cu ajutorul unei bobine cu priză. În asemenea situație, factorul I al relației (5.32) reprezintă produsul amplificare bandă al unui etaj care are drept sarcină un circuit simplu derivație. Al doilea factor al relației (5.32) arată de cîte ori este mai mare produsul amplificare-bandă la un etaj cu filtru de bandă decît la un etaj cu circuit derivație. Valoarea factorului II variază între $\sqrt{2}$ și 2, cînd q variază de la 1 la 2, adică în domeniul dorit. A obține o amplificare de 1,41 pînă la 2 ori mai mare pentru o aceeași bandă de trecere reprezintă desigur un avantaj al etajelor cu circuite cuplate față de etajele cu circuite derivație.

Arhiva digitala SaDAng

Montîndu-se în cascadă mai multe etaje identice, amplificarea totală va crește, devenind : $A_{tot} = A^n$ sau $A_{tot\,max} = A^n_{max}$, n fiind numărul etajelor și A — amplificarea unui singur etaj. Banda totală la 3 dB este dată de relația :

$$B_{tot} = B\sqrt[4]{2^{1/n} - 1}, \tag{5.33}$$

unde B este banda la 3 dB a unui singur etaj.

Raportul B_{tot}/B, funcție de numărul etajelor, este reprezentat în fig. 5.15.

Nu este obligatoriu ca AFI să aibă toate etajele identice. Etajele pot diferi prin amplificare, banda de trecere a caracteristicii, forma caracteristicii de amplitudine sau forma caracteristicii de fază-frecvență.

Compromisurile biunivoce : bandă-amplificare și caracteristică de amplitudine-caracteristică de fază, determină — în ultima instanță — soluția optimă.

Uneori se întîlnesc combinații ca în fig. 5.16.

Circuitele unuia dintre etaje sînt cuplate slab, deci sub critic, iar ale celuilalt etaj sînt cuplate puternic (supracritic). Prin montarea în cascadă a acestor două etaje rezultă un AFI cu două etaje, a cărei caracterică este figurată în fig. 5.16, *c*. Această soluție se utilizează mai frecvent în AFI cu

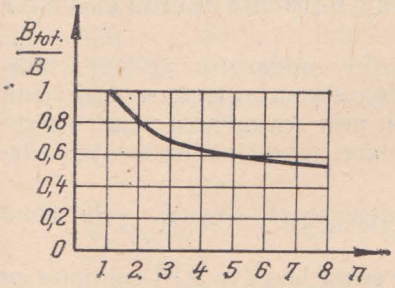


Fig. 5.15. Raportul B_{tot}/B pentru un amplificator cu n etaje identice, echipate cu circuite cuplate.

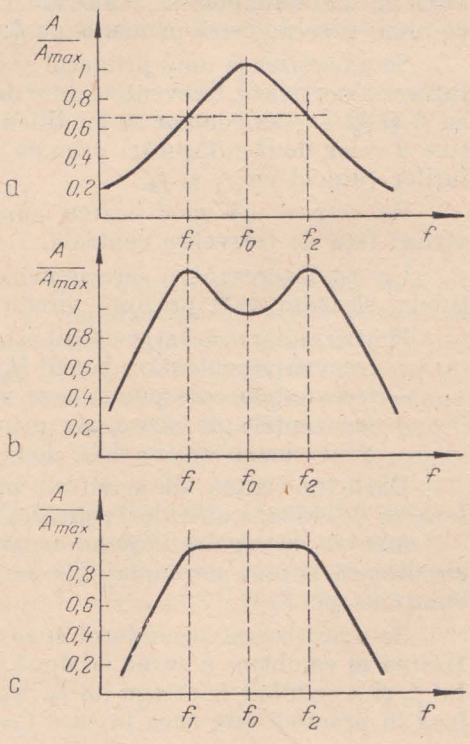


Fig. 5.16. Combinații de caracteristici separate în scopul obținerii unei caracteristici plate : *a* — caracteristica unui etaj subcritic; *b* — caracteristica unui etaj cuplat supracritic; *c* — caracteristica globală a celor două etaje.

circuite acordate sincron, primarul și secundarul etajului supracuplat fiind acordate pe aceeași frecvență ca și etajul subcuplat, sau în AFI cu circuite decalat acordate, unde primarul și secundarul etajului supracuplat sînt acordate pe frecvențe simetrice față de f_0. De obicei, etajul cu circuite subcuplate este ultimul etaj al AFI, care este puternic amortizat de etajul detector. Destul de rar se utilizează această soluție în AFI cu filtre de bandă propriu-zise.

Circuitele de sarcină ale acestor etaje sînt, în majoritatea cazurilor, supracuplate (fig. 5.16, *b*) de tipul celor arătate în fig. 5.10, *a*, *b*, *c*, *d*, *e* sau de alt tip mai special.

Reglarea amplificatorului constituit din etaje ce au drept circuite de sarcină circuite supracuplate este o operație foarte dificilă, necesitînd din partea operatorului o îndemînare deosebită și cunoașterea unor date esențiale legate de caracteristica circuitului.

De exemplu, în cazul schemei din fig. 5.10, *a* trebuie cunoscute următoarele date :

— frecvența centrală a benzii (f_0);

— frecvențele corespunzătoare vîrfurilor caracteristicii (f_1 și f_2).

Pentru reglarea acestui circuit se dezacordează secundarul L_s prin scoaterea miezului din bobină, sau se amortizează cu o rezistență de ordinul sutelor de ohmi și se reglează primarul pe f_0.

Se amortizează apoi primarul și se reglează secundarul pe f_0. După înlăturarea amortizării, frecvențele celor două maxime ale curbei trebuie să coincidă cu f_1 și f_2. În caz contrar se modifică cuplajul, prin schimbarea poziției relative a celor două înfășurări primare și secundare, pînă cînd frecvențele vîrfurilor coincid cu f_1 și f_2.

De reținut că modificarea cuplajului deplasează simetric cele două vîrfuri față de frecvența centrală.

Un caz interesant și care se utilizează pe scară largă în AFI echipate cu tuburi electronice îl prezintă circuitul din fig. 5.10, *c*.

Pentru reglarea acestui circuit este necesar să se cunoască următoarele date

— frecvența centrală a benzii (f_0);

— frecvențele corespunzătoare vîrfurilor (f_1 și f_2);

— frecvențele de acord ale primarului și secundarului (f_p și f_s);

— denivelarea dintre cele două vîrfuri.

Dacă frecvențele de acord ale primarului și secundarului sînt egale, iar factorii de calitate au valori ridicate, atunci nu există denivelare între vîrfuri.

Metoda de reglare impune următoarea succesiune de operații : se scurtcircuitează bobina de cuplaj L_c; se amortizează primarul și se reglează secundarul pe f_s.

Se amortizează secundarul și se reglează primarul pe f_p. Ridicînd amortizarea se va obține o curbă cu două vîrfuri. Frecvența unuia va fi la dreapta lui f_2 și a celuilalt la stînga lui f_2. Situația cea mai curentă care se întîlnește însă în practică este acea în care $f_p = f_s$.

Arhiva digitala SaDAng

Deci, după reglarea ambelor circuite pe aceeași frecvență și ridicarea amortizării se obține o curbă cu un singur maxim, a cărui frecvență este plasată în apropierea lui f_2 în partea dreaptă.

Înlăturîndu-se scurtcircuitul bobinei de cuplaj, apare o curbă cu două vîrfuri, la care frecvența vîrfului din dreapta coincide cu f_2, iar a celui din stînga este plasată la dreapta sau la stînga lui f_1. Mărind sau micșorînd cuplajul, prin modificarea inductanței bobinei L_c, vîrful din stînga va fi deplasat să coincidă cu vîrful de frecvență f_1.

În sfîrșit, în cazul schemei din fig. 5.10, *d*, folosită cu precădere în montajele echipate cu tranzistoare, metoda de reglare cere să se cunoască următoarele :

— frecvența centrală a benzii (f_0);

— frecvențele corespunzătoare celor două vîrfuri (f_1 și f_2);

— frecvențele de acord ale circuitelor primar și secundar, pe care le considerăm egale ($f_p = f_s$).

Se deconectează condensatorul de cuplaj C_c, sau dacă este variabil se stabilește pe poziția corespunzătoare capacității minime. Se acordă primarul și secundarul după procedeul cunoscut pe aceeași frecvență ($f_p = f_s$). După acordarea ambelor circuite se obține o curbă cu un singur vîrf, a cărui frecvență este plasată puțin în dreapta lui f_2.

După conectarea lui C_c, în cazul că acesta are valoare fixă, curba obținută are două vîrfuri, de data aceasta frecvențele celor două vîrfuri trebuind să coincidă cu f_1 și f_2. În cazul cînd condensatorul C_c este variabil, după încheierea operației de acord a primarului și secundarului, curba obținută prezintă două maxime apropiate între ele.

Prin creșterea capacității condensatorului C_c, vîrful din stînga se deplasează către frecvențe joase, ajungînd ca frecvența corespunzătoare să coincidă cu f_1.

5.6. CIRCUITE DE REJECȚIE

Necesitatea circuitelor de rejecție a fost deja bine precizată încă din § 5.1. Realizarea unei caracteristici de amplitudine-frecvență asimetrică, asigurarea selectivității canalului recepționat față de canalele adiacente reprezintă tocmai contribuția circuitelor de rejecție. Selectivitatea canalului recepționat se asigură în cea mai mare măsură în AFI, selectorului de canale rămînîndu-i o mică contribuție. Acțiunea circuitelor rejectoare, sau de atenuare (în literatura de specialitate se poate întîlni sub oricare din denumirile amintite), se exercită în special asupra următoarelor semnale : purtătoarea de sunet a canalului recepționat, purtătoarea de sunet a canalului adiacent inferior și purtătoarea de imagine a canalului adiacent superior. Impropriu se utilizează expresii ca „rejecția frecvenței", „atenuarea frecvenței", dar care fiind foarte sugestive au cîștigat teren, și de aceea pot fi întîlnite și în expunerea de față.

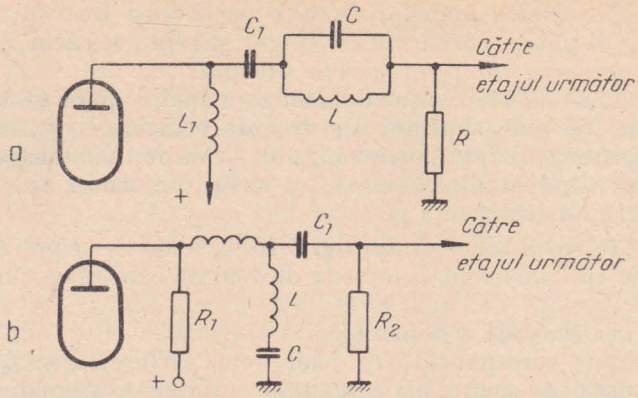


Fig. 5.17. Scheme cu circuite de rejecție:
a — circuit de rejecție rezonant derivație; *b* — circuit de rejecție rezonant serie.

În fond, principiul de rejecție al unei frecvențe oarecare se bazează pe proprietățile circuitelor rezonante serie sau derivație cu factor de calitate ridicat.

Montarea unui circuit rezonant derivație în serie cu traseul de trecere al semnalului blochează semnalul a cărui frecvență este egală cu frecvența de acord a circuitului, deoarece impedanța unui circuit derivație la rezonanță este considerată de valoare infinită. Montarea unui circuit rezonant serie în paralel cu traseul de trecere al semnalului scurtcircuitează semnalul cu frecvența egală cu frecvența de acord a circuitului, nepermițîndu-i să ajungă la etajul următor, datorită faptului că la frecvența de rezonanță un circuit serie are o impedanță nulă.

În fig. 5.17, *a* și *b* sînt ilustrate cele două cazuri descrise. În ambele scheme elementele circuitelor de rejecție s-au notat cu *L* și *C*. Referindu-ne la schema din fig. 5.17, *a*, putem reprezenta cu ușurință caracteristicile de amplitudine-frecvență în cazul fără și cu circuit de rejecție (fig. 5.18), ieșind astfel în evidență modul de acționare al unui circuit de rejecție. Intervenția circuitului de rejecție conduce imediat la atenuarea semnalului de frecvență dorită (în cazul de față a fost „f_r“) și la asimetrizarea caracteristicii inițiale. Frontul din stînga va fi mai abrupt sau mai puțin abrupt, după cum factorul de calitate al circuitului de rejecție este mai mare sau mai mic. În scopul obținerii unor rejecții eficace și cu influență redusă în banda de trecere a amplificatorului, s-a imaginat o diversitate foarte mare de scheme, care de fapt au în componența lor tot circuite serie și derivație.

O schemă foarte des utilizată, atît în receptoarele de TV mai vechi, cît și în cele actuale și care se folosește în special pentru rejecția purtătoarei sunetului propriu, este arătată în fig. 5.19. Circuitul de rejecție este de tip serie, format din elementele C_1, C și L.

Arhiva digitala SaDAng

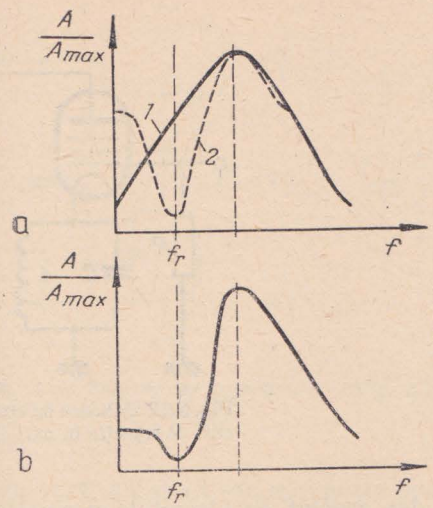


Fig. 5.18. Caracteristicile de amplitudine-frecvență ale schemei din fig. 5.17, *a*:
1 — caracteristica schemei în lipsa circuitului de rejecție; *2* — caracteristica circuitului de rejecție; *b* — caracteristica globală în prezența circuitului de rejecție.

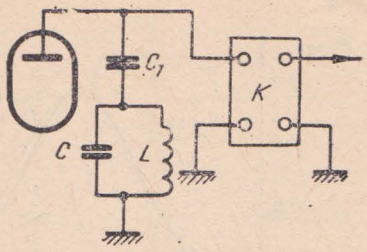


Fig. 5.19. Circuit de rejecție cu cuplaj capacitiv.

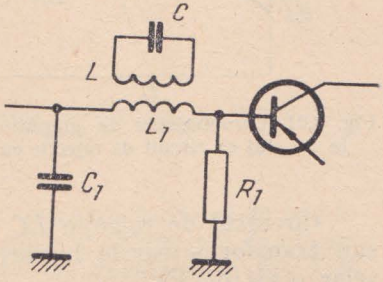


Fig. 5.20. Circuit de rejecție cu absorbție prin cuplaj inductiv.

Prin K s-a notat restul circuitului de sarcină al etajului. De fapt circuitul plasat între anod și masă rezonează pe două frecvențe : o frecvență de rezonanță derivație, determinată de L și $C\left(f_d = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}\right)$ și o frecvență de rezonanță serie determinată de elementele C_1, C și $L\left(f_s = \frac{1}{2\pi\sqrt{L(C_1 + C)}}\right)$. Valoarea acestei frecvențe rezultă din anularea reactanței circuitului aflat între anod și masă. Pentru frecvența f_s caracteristica prezintă un minim, ea fiind deci adevărata frecvență de rejecție. Pentru frecvența f_d caracteristica prezintă un maxim, impedanța circuitului fiind foarte mare. Această impedanță foarte mare rezultă din sumarea impedanței circuitului LC, care la rezonanță este foarte mare, teoretic infinită și reactanța condensatorului C_1, care avînd o capacitate mică, de ordinul a cîțiva picofarazi, este, de asemenea, foarte mare. Comparînd valorile celor două frecvențe f_s și f_d, rezultă că $f_s < f_d$. Asta înseamnă că asemenea circuite nu se pot utiliza decît pentru rejectarea frecvențelor mai mici decît cele cuprinse în spectrul util de amplificat.

Circuitele utilizate pentru rejectarea oricăror frecvențe sînt cele cu cuplaj inductiv, numite și circuite de rejecție cu absorbție (fig. 5.20).

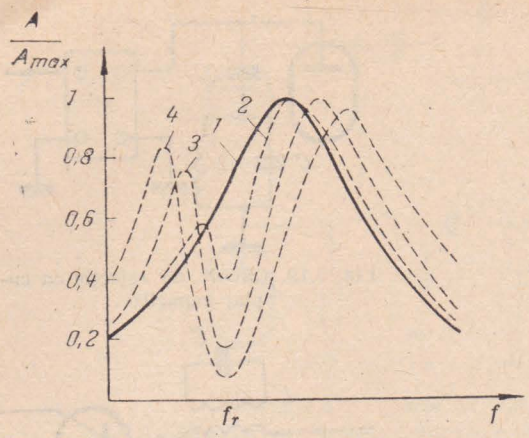


Fig. 5.21. Caracteristici de amplitudine-frecvență la un etaj cu circuit de rejecție cu absorbție.

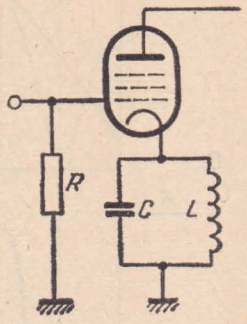


Fig. 5.22. Schemă cu circuit de rejecție în catod.

Circuitul de rejecție *LC* este foarte des asociat cu circuitele derivație sau transformatoarele bifilare, utilizate ca circuite de sarcină a diverselor etaje de FI.

Înfășurarea bobinei *L* se bobinează pe aceeași carcasă cu bobina circuitului de sarcină, distanța dintre ele determinînd valoarea factorului de cuplaj. Circuitul *LC* este acordat pe frecvența de rejecție : $f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$ și la această frecvență el absoarbe maximum de energie din circuitul de sarcină, provocînd astfel o atenuare în caracteristica de amplitudine-frecvență a circuitului de sarcină (fig. 5.21).

Curba *1* reprezintă caracteristica de amplitudine-frecvență a circuitului de sarcină, pentru cazul cînd cuplajul circuitului de sarcină cu circuitul de rejecție este nul. Pe măsură ce cuplajul inductiv dintre cele două circuite crește, adică se micșorează distanța dintre cele două înfășurări bobinate pe aceeași carcasă, alura caracteristicii devine cea din pozițiile 2,3 și 4.

Din fig. 5.21 se observă că la un cuplaj din ce în ce mai mare are loc o reducere a benzii de trecere a circuitului de sarcină și chiar o scădere a amplificării maxime a acestuia.

Tot din categoria circuitelor de rejecție simple poate fi socotit și circuitul din fig. 5.22.

Frecvența de rezonanță a circuitului *LC* este chiar frecvența semnalului pe care dorim să-l rejectăm. La frecvența de rezonanță circuitul *LC* prezintă o impedanță foarte mare și astfel tensiunea la bornele lui crește foarte mult, producînd în acest fel o reacție negativă puternică a tubului amplificator, care conduce la reducerea amplificării etajului tocmai pe frecvența de rejecție.

Foarte multe receptoare de TV, și mai ales acelea care realizează performanțe deosebite, utilizează drept circuite de sarcină filtre de bandă cu o

Arhiva digitala SaDAng

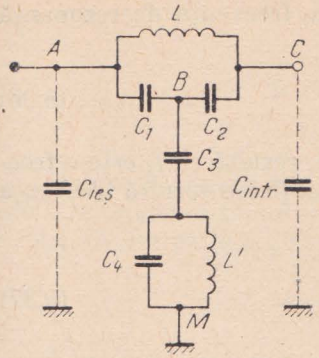


Fig. 5.23. Schema de principiu a unui filtru în T.

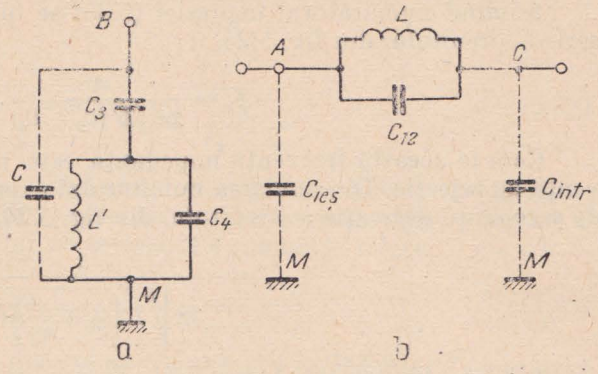


Fig. 5.24. Descompunerea schemei din fig. 5.23 în două părți.

structură mai mult sau mai puțin complexă, care au o caracteristică de amplitudine-frecvență bine conturată. Frecvențele de rejecție determină, de obicei, limitele caracteristicii de trecere a filtrului. Iată, de exemplu, în fig. 5.23 schema unui filtru care realizează la capetele benzii rejecții puternice.

Schema filtrului în T se complică prin adăugarea inerentă a capacităților parazite de ieșire ($C_{ieș}$) și intrare (C_{intr}) a etajelor precedent și următor, între care se montează filtrul.

Analiza funcțională a schemei din fig. 5.23 se simplifică dacă se descompune circuitul în două părți (fig. 5.24).

Prin C (fig. 5.24, *a*) s-a notat suma $C_{ieș} + C_{intr}$, iar prin C_{12} (fig. 5.24, *b*), capacitatea echivalentă a condensatoarelor C_1 și C_2 montate în serie, adică $C_{12} = \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2}$. Considerînd circuitul din fig. 5.24, *a* și scriindu-i impedanța se obține :

$$Z_a = \frac{\left(\frac{1}{j\omega C_3} + \frac{\frac{1}{j\omega C_4} \times j\omega L'}{j\omega L' + 1/j\omega C_4}\right) \frac{1}{j\,\omega\, C}}{\frac{1}{j\omega C} + \frac{1}{j\omega C_3} + \frac{j\omega L' / j\omega C_4}{j\omega L' + \frac{1}{j\omega C_4}}}. \tag{5.34}$$

Operînd calculele necesare asupra acestei expresii rezultă :

$$Z_a = \frac{1}{\omega(C + C_3)} \cdot \frac{1 - \omega^2 L'(C_3 + C_4)}{1 - \omega^2 L' \left(C_4 + \frac{CC3}{C + C_3}\right)}. \tag{5.35}$$

Anulînd numărătorul expresiei (5.35) se obține frecvența de rezonanță serie a circuitului din fig. 5.24, *a* :

$$f_1 = \frac{1}{2\pi \sqrt{L'(C_3 + C_4)}}. \tag{5.36}$$

Cum la această frecvență impedanța este nulă, rezultă că f_1 este o frecvență de rejecție. Din anularea numitorului expresiei (5.35) rezultă frecvența de rezonanță derivație a circuitului din fig. 5.24, *a*);

$$f_2 = \frac{1}{2\pi \sqrt{L'\left(C_4 + \frac{CC_3}{C_3 + C}\right)}}. \tag{5.37}$$

Cum la această frecvență impedanța este teoretic infinită, înseamnă că f_2 este o frecvență corespunzătoare unei amplificări maxime a circuitului. Reprezentarea grafică în funcție de frecvență a impedanței circuitului, care este echivalentă cu caracteristica de selectivitate a circuitului, este redată în fig. 5.25, *a*.

Procedînd în mod analog pentru circuitul din fig. 5.24, *b*, se poate scrie expresia impedanței de transfer :

$$Z_b = \frac{\frac{1}{j\omega C_{intr}} \cdot \frac{1}{j\omega C_{ieș}}}{\frac{1}{j\omega C_{ieș}} + \frac{1}{j\omega C_{intr}} + \frac{j\omega L / j\omega C_{12}}{j\omega L + \frac{1}{j\omega C_{12}}}} \tag{5.38}$$

Operînd calculele necesare asupra expresiei (5.38), rezultă o relație simplificată pentru Z_b :

$$Z_b = \frac{1}{\omega (C_{intr} + C_{ieș})} \cdot \frac{1 - \omega^2 LC_{12}}{1 - \omega^2 L \left(C_{12} + \frac{C_{ieș} C_{intr}}{C_{intr} + C_{ieș}}\right)}. \tag{5.39}$$

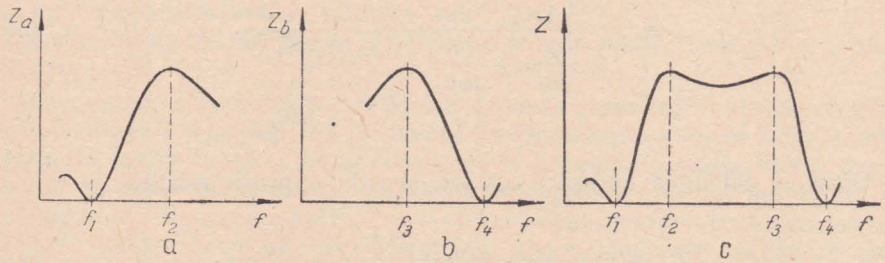


Fig. 5.25. Caracteristici de amplitudine-frecvență :
a — circuitul din fig. 5.24, *a*; *b* — circuitul din fig. 5.24, *b*; *c* — circuitul din fig. 5.23.

Arhiva digitala SaDAng

Cea de-a doua frecvență de rejecție rezultă din anularea numărătorului expresiei (5.39) :

$$f_4 = \frac{1}{2\pi \sqrt{LC_{12}}} = \frac{1}{2\pi \sqrt{L \cdot \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2}}}. \tag{5.40}$$

Maximul amplificării circuitului are loc cînd impedanța este infinită, adică la anularea numitorului expresiei (5.39). În această situație are loc o rezonanță derivație a circuitului pe frecvența f_3, dată de relația :

$$f_3 = \frac{1}{2\pi \sqrt{L[C_{12} + C_{ie_f} C_{intr}/(C_{intr} + C_{ie_f})]}}. \tag{5.41}$$

Reprezentarea grafică în funcție de frecvență a impedanței Z_b este dată numai în mod calitativ în fig. 5.25, *b*. Din compararea expresiilor (5.36) și (5.37) rezultă că $f_1 < f_2$, iar din compararea expresiilor 5.40 și 5.41 rezultă că $f_3 < f_4$, ordonarea frecvențelor în fig. 5.25, *a* și 5.25, *b* fiind acum justificată.

Datorită valorilor mai mici ale lui C_{ie_f}, C_{intr} și L față de C_3, C_4 și L' rezultă, din compararea expresiilor (5.37) și (5.41), că $f_3 > f_2$, lucru de care se ține seamă în reprezentarea impedanței totale a circuitului din fig. 5.23 în fig. 5.25.

Privind schema din fig. 5.23, se constată existența punții A, B, C, M, formată cu condensatoarele C_{ie_f}, C_1, C_2 și C_{intr}. Dacă puntea este echilibrată, reglajul bobinelor L și L' se poate face independent.

În scopul obținerii unor atenuări foarte mari pe frecvențele dorite se utilizează un tip de circuite denumite „circuite de rejecție cu atenuare infinită".

Un exemplu de asemenea circuit îl reprezintă filtrul în fig. 5.26, utilizat în multe receptoare de televiziune.

În brațul AB al punții este conectat circuitul derivație LC acordat pe frecvența de rejecție. Brațul AC este realizat cu rezistența R, a cărei valoare este egală cu valoarea impedanței la rezonanță a circuitului LC. În brațele BM și MC sînt introduse două înfășurări L_1 și L_2, ale căror inductanțe sînt riguros egale. Tensiunea de intrare în filtru se aplică pe diagonala AM și cea de ieșire se culege pe diagonala BC. Cînd puntea este la echilibru, tensiunea de ieșire este nulă, indiferent de valoarea tensiunii de intrare. Condiția de echilibrare este satisfăcută de relația :

$$Z_{AB} \cdot Z_{MC} = Z_{AC} \cdot Z_{BM}. \tag{5.42}$$

Cum însă $Z_{MC} = Z_{BM}$, condiția de echilibru se simplifică, devenind :

$$Z_{AB} = Z_{AC}. \tag{5.43}$$

Este, deci, suficient ca pentru frecvența de rejecție să se asigure condiția (5.43), pentru ca tensiunea de ieșire a semnalului cu frecvența egală cu frecvența de rejecție să fie nulă.

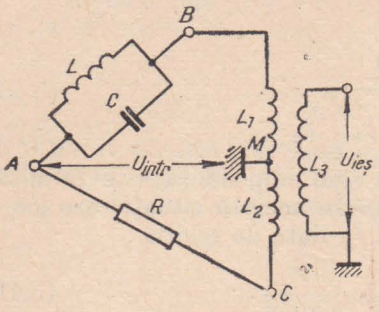


Fig. 5.26. Schema unui filtru în punte cu acțiune rejectoare.

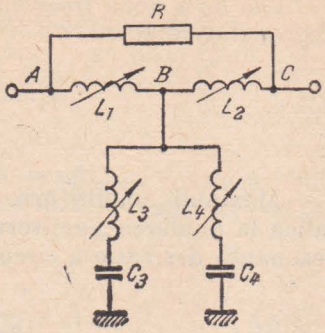


Fig. 5.27. Filtru M cu două circuite de rejecție.

Cu schema din fig. 5.26 se poate obține atenuarea unui al doilea semnal, cu frecvența diferită de primul, dacă se montează în serie cu circuitul LC un al doilea circuit derivație $L'C'$ acordat pe noua frecvență de rejecție și a cărui impedanță la rezonanță să fie egală cu R.

O schemă foarte interesantă, prevăzută cu circuite de rejecție de atenuare infinită și care își găsește aplicare din ce în ce mai mult în ultimele tipuri de televizoare construite, este aceea a filtrului M (fig. 5.27).

Spre deosebire de filtrele de bandă studiate în § 5.5, filtrul M prezintă un cuplaj pe două căi. Circuitul primar al filtrului conține bobina L_1, iar cel secundar, bobina L_2. Prima cale de cuplaj între primar și secundar se realizează prin intermediul circuitelor de rejecție (L_3C_3) și (L_4C_4).

A doua cale de cuplaj se realizează prin intermediul rezistenței R, a cărei valoare este cuprinsă între 10 și 50 kΩ. De altfel, obținerea unor atenuări infinite pe frecvențele de rejecție se datorează existenței rezistenței R, așa cum se va vedea mai departe.

Deoarece purtătoarele canalelor adiacente canalului recepționat trebuie atenuate foarte mult, cele două circuite de rejecție se acordă unul pe frecvența purtătoarei imagine a canalului adiacent superior transpusă în frecvență intermediară (30 MHz) și celălalt pe frecvența purtătoarei de sunet a canalului adiacent inferior transpusă în frecvență intermediară (39,5 MHz). Frecvențele de rejecție nu sînt identice cu frecvențele de rezonanță ale circuitelor serie montate între punctul B și masă, deoarece circuitele primar și secundar reflectă o anume reactanță în circuitele numite de rejecție.

Făcînd pentru moment abstracție de reflectarea unei reactanțe din partea circuitelor primar și secundar, o discuție asupra circuitelor conectate între punctul B și masă conduce la concluzii interesante. Să presupunem că cele două frecvențe de rejecție sînt : $f_1 = 30$ MHz și $f_4 = 39{,}5$ MHz.

În situația admisă se poate scrie că :

$$f_1 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_3C_3}} \quad \text{și} \quad f_4 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_4C_4}}. \tag{5.44}$$

Arhiva digitala SaDAng

La frecvența de rezonanță a circuitului L_3C_3, circuitul serie L_4C_4 se prezintă ca o reactanță capacitivă.

Circuitul echivalent este prezentat în fig. 5.28, *a*. Circuitul respectiv prezintă o rezonanță derivație pe frecvența f_2, a cărei valoare este dată de relația :

$$f_2 = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_3 \frac{C_3 C_4'}{C_3 + C_4'}}}. \qquad (5.45)$$

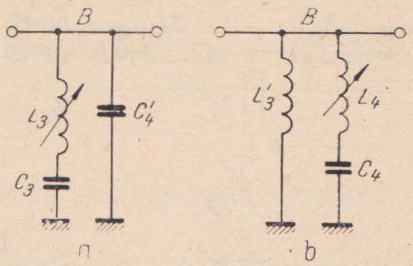


Fig. 5.28. Scheme echivalente ale circuitului conectat între punctul *B* și masă în fig. 5.27 :
a — la frecvența f_1; *b* — la frecvența f_4.

Este ușor de văzut că $f_2 > f_1$ și alura caracteristicii de frecvență a circuitului poate fi asemănată cu cea din fig.5.25, *a*.

La frecvența de rezonanță a circuitului (L_4C_4), circuitul serie L_3C_3 se prezintă ca o reactanță inductivă. În fig. 5.28, *b* se prezintă schema echivalentă a circuitului la frecvența de rezonanță a circuitului L_4C_4. La această schemă se constată o rezonanță derivație pe frecvența f_3 dată de relația:

$$f_3 = \frac{1}{2\pi \sqrt{C_4(L_4 + L_3')}}. \qquad (5.46)$$

Deci, pe frecvența f_3, care este mai mică decît f_4, impedanța circuitului are o valoare maximă. Alura caracteristicii de frecvență poate fi și în acest caz asemănată cu acea din fig. 5.25, *b*. Reprezentînd caracteristica de frecvență a circuitului în domeniul de frecvență $f_1 — f_4$, forma ei este asemănătoare cu cea din fig. 5.25, *c*.

Din cauză că bobinele L_3 și L_4 posedă o rezistență ohmică, impedanța de rezonanță serie a fiecărui circuit considerat separat nu poate fi nulă, în consecință nici atenuarea semnalului la bornele acestui circuit nu va fi infinită. Introducerea unei rezistențe de valoare egală cu rezistența ohmică a bobinei, dar de semn contrar, în serie cu fiecare din bobine, conduce la anularea impedanțelor la rezonanța serie a celor două circuite și deci la obținerea unor atenuări infinite. Acest deziderat este îndeplinit prin prezența în filtrul *M* a rezistenței *R*. Modul cum se reflectă rezistența *R* în circuitele de rejecție este arătat în continuare.

Pentru ușurarea înțelegerii, să considerăm că există un singur circuit de rejecție; fie acela L_3, C_3. Nimic nu ne împiedică să considerăm ambele circuite de rejecție, dar în acest caz demonstrația devine greoaie, calculul extrem de laborios și în plus nu se aduce nici un element nou.

Transformînd circuitul triunghi *ABC* în circuitul stea *OABC* se obține fig. 5.29. Formulele de transformare triunghi-stea, demonstrate în orice lu-

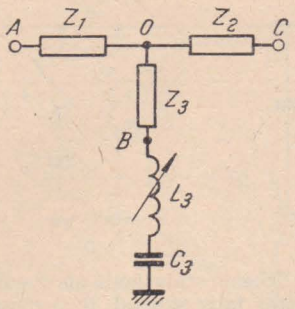


Fig. 5.29. Circuit în stea obținut prin transformarea circuitului în triunghi ABC.

crare de electrotehnică sau radiotehnică, au expresiile :

$$Z_1 = \frac{Z_{AB} \times Z_{AC}}{Z_{AB} + Z_{BC} + Z_{AC}}; \qquad Z_2 = \frac{Z_{AC} \times Z_{BC}}{Z_{AB} + Z_{BC} + Z_{AC}};$$

$$Z_3 = \frac{Z_{BC} Z_{AB}}{Z_{AB} + Z_{BC} + Z_{AC}}. \tag{5.47}$$

În cazul de față interesează numai expresia lui Z_3, în care se înlocuiesc elementele corespunzătoare din fig. 5.27.

$$Z_3 = -\frac{j\omega L_2 \times j\omega L_1}{j\omega L_1 + j\omega L_2 + R} = -\frac{\omega^2 L_1 L_2}{R + j\omega (L_1 + L_2)}. \tag{5.48}$$

Partea reală a expresiei lui Z_3 este o rezistență negativă :

$$R_3 = \frac{\omega^2 L_1 L_2 R}{R^2 + \omega^2 (L_1 + L_2)^2}, \tag{5.49}$$

iar partea imaginară este o reactanță inductivă;

$$X_3 = \frac{-\omega^3 (L_1 + L_2) L_1 L_2}{R^2 + \omega^2 (L_1 + L_2)}. \tag{5.50}$$

Rezistența R_3 și reactanța X_3 se obțin prin înmulțirea expresiei (5.48) cu conjugata ei.

Cum în realitate $R \gg \omega (L_1 + L_2)$, expresiile 5.49 și 5.50 se pot simplifica, devenind :

$$R_3 = -\frac{\omega^2 L_1 L_2}{R} \text{ și } X_3 = \frac{\omega^3 (L_1 + L_2) L_1 L_2}{R^2}. \tag{5.51}$$

Rezistența ohmică a bobinei L_3 este r_3, iar rezistența negativă R_3 la frecvența de rezonanță f_1 are valoarea :

$$R_3 = -\frac{4\pi^2 f_1^2 L_1 L_2}{R}. \tag{5.52}$$

Condiția de atenuare infinită este realizată cînd este satisfăcută relația :

$$r_3 = -R_3 = \frac{4\pi^2 f_1^2 L_1 L_2}{R}. \tag{5.53}$$

Din această relație se poate deduce valoarea rezistenței R de cuplaj

$$R = \frac{4\pi^2 f_1^2 L_1 L_2}{r_3}. \tag{5.54}$$

Arhiva digitala SaDAng

Intervenind reactanța X_3 în serie cu circuitul inițial de rejecție, frecvența de rezonanță a acestuia se modifică. Între caracteristicile de amplitudine-frecvență și fază-frecvență ale filtrului M nu mai există o dependență fixă, așa cum este la majoritatea circuitelor simplu cuplate, din cauza existenței celor două căi de cuplaj.

5.7. PARTICULARITĂȚILE AMPLIFICATOARELOR DE FI CU TRANZISTOARE

Utilizarea tranzistoarelor în AFI pune probleme deosebite față de AFI cu tuburi, în ceea ce privește alegerea și calculul schemei de lucru, din cauza unor parametri specifici, care au o comportare deosebită în gama de frecvențe la care ne referim.

Astfel, puternica amortizare a circuitelor de acord de către valorile reduse ale rezistențelor de intrare și ieșire ale tranzistoarelor conduce la scăderea amplificării și selectivității etajelor respective.

Valoarea ridicată a capacității de intrare a tranzistorului (de ordinul a 15—20 pF) față de capacitate de intrare a tuburilor, folosită ca element de acord al circuitului precedent, scade amplificarea acestuia pe măsură ce frecvența lui de rezonanță este mai ridicată.

Existența și instabilitatea curentului invers al tranzistorului cu temperatura, precum și apariția unei reacții între circuitul de ieșire și intrare al tranzistorului, impun luarea unor măsuri speciale pentru corecta funcționare a schemei. Dispersia mare a parametrilor tranzistoarelor din același tip, din cauza dificultăților încă existente în tehnologia de fabricație, constituie o nouă problemă care trebuie luată în considerare în calculul și alegerea schemei de funcționare. Aplicarea tensiunii de comandă pentru o reglare automată a amplificării etajelor cu tranzistoare prezintă aspecte noi în raport cu tuburile electronice.

Alegerea tranzistoarelor ce vor fi utilizate în schema AFI este condiționată de următoarele considerente:

— frecvență de tăiere de cel puțin 5 ori mai mare decît frecvența de lucru (adică între 150 și 200 MHz);

— capacitatea de reacție între ieșire și intrare foarte mică, dacă este posibil sub 0,1 pF;

— curent invers (I_{co}) foarte mic;

— panta S cît mai ridicată.

Primele amplificatoare de FI tranzistorizate au folosit tranzistoare cu germaniu obținut prin aliere sau difuzie, sau tranzistoare cu germaniu de tip Mesa (AF 102, AF 114, AF 115, AF 200, AF 201) sau Mesa-epitaxial (AF 202 și AF 202 S).

Receptoarele de televiziune cu AFI tranzistorizat recent construite au început să folosească tranzistoare cu siliciu de tipul planar sau planar-epitaxial (BF 167, BF 173).

Aceste ultime variante de tranzistoare au un curent invers — foarte mic, de ordinul microamperilor, ceea ce face ca stabilitatea curentului de colector sau de emitor cu temperatura să nu mai fie afectată.

De asemenea, la aceste tipuri de tranzistoare cu siliciu capacitatea de reacție dintre ieșire și intrare este neutralizată în interiorul tranzistorului, nemaifiind astfel nevoie de o schemă specială de neutrodinare.

Alegerea schemei de conectare și de funcționare a tranzistorului se face în funcție de anumite condiții impuse :

— tipul tranzistorului ;
— mărimea amplificării în putere și în tensiune ;
— tipul circuitului de cuplaj dintre etaje ;
— modul de alimentare în c.c. al tranzistorului.

De obicei, sînt utilizate scheme cu emitor comun (EC) sau bază comună (BC), ponderea cea mai mare avînd-o totuși schemele în conexiune (EC). Folosirea unei scheme în conexiune (BC) elimină în majoritatea cazurilor neutrodinarea capacității de reacție, deoarece admitanța de reacție are o valoare mai scăzută decît în schema cu conexiune (EC).

În schimb, cu ajutorul unei scheme în conexiune (EC), la care s-a făcut neutrodinarea capacității de reacție, se poate obține o amplificare și o stabilitate mai mare decît în cazul schemei cu baza comună (BC).

Selectivitatea unui etaj de FI echipat cu un tranzistor în conexiune (BC) este mai proastă decît în cazul conexiunii (EC), din cauza rezistenței de intrare mai mici a schemei în conexiune BC (de ordinul zecilor de ohmi) față de cea a schemei în conexiune EC (de ordinul sutelor de ohmi).

Din cauza rezistențelor mici de intrare, indiferent de tipul schemei de conectare ales, pentru excitarea tranzistorului următor este necesară o putere oarecare, spre deosebire de tuburi unde nu se punea asemenea problemă. Puterea maximă de excitație se obține atunci cînd este realizată adaptarea impedanței de ieșire a tranzistorului precedent la impedanța de intrare a tranzistorului următor. Adaptarea se face, în general, cu elemente reactive, pentru că introducerea unor elemente rezistive pentru adaptare ar micșora și mai mult puterea maximă.

Ca scheme tip de adaptare pot fi arătate cele din fig. 5.30. Rezistența de sarcină R este de fapt rezistența de intrare a etajului următor. Transferarea rezistenței R în circuitul L_1C ; din fig. 5.30, *a* se face prin relația :

$$R' = \frac{n_1^2}{n_2^2} R, \tag{5.55}$$

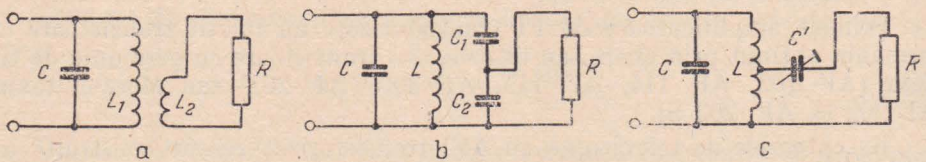


Fig. 5.30. Scheme tipice de adaptare :
a — cu transformator ; *b* — cu divizor capacitiv ; *c* — cu condensator în serie.

Arhiva digitala SaDAng

unde n_1 și n_2 reprezintă numărul de spire a bobinelor L_1, respectiv L_2.

Adaptarea este satisfăcută dacă rezistența R' are valoarea rezistenței de ieșire a tranzistorului generator. Pentru schema din fig. 5.30, *b*, valoarea lui R' este dată de relația:

$$R' = \left(\frac{C_1 + C_2}{C_1}\right)^2 R. \tag{5.56}$$

Circuitul din fig. 5.30, *c* ste utilizat, de obicei, pentru adaptarea ultimului etaj la circuitul de detecție.

În schemele prezentate în fig. 5.30 s-a considerat că impedanța de ieșire a tranzistorului generator este conectată în paralel pe circuitul acordat. Condițiile severe de bandă și de amplificare ce se impun etajului nu permit o asemenea conectare. Așa că, în practică, schemele de adaptare utilizate sînt combinații ale schemelor prezentate în fig. 5.30. Amplificarea în tensiune a unui etaj echipat cu tranzistor cu germaniu este cuprinsă între 15 și 20 dB. Amplificarea în putere (Ap) a aceluiași etaj este dată de relația:

$$A_p = (A_u)^2 \cdot \frac{R_{intr1}}{R_{intr2}}, \tag{5.57}$$

unde A_u = amplificarea în tensiune și R_{intr1} și R_{intr2} sînt rezistențele de intrare ale tranzistorului generator și ale tranzistorului excitat.

În cazul că $R_{intr1} = R_{intr2}$, amplificarea în putere, exprimată în decibeli, este egală cu amplificarea în tensiune, exprimată, de asemenea, în decibeli.

Cum un amplificator de FI cu pretenții trebuie să aibă o amplificare în putere de cel puțin 70 dB, înseamnă că realizarea lui poate fi făcută cu minimum patru etaje.

Folosirea tranzistoarelor cu siliciu de tipul planar sau planar-epitaxial, care au o pantă destul de ridicată, în conexiune EC și avînd ca element de cuplaj circuite cuplate, permite realizarea AFI cu un număr de trei etaje și cu performanțe cel puțin echivalente cu ale unui AFI cu trei etaje, echipate cu tuburi electronice de pantă mare.

Pentru obținerea unui produs amplificare-bandă cît mai ridicat, indiferent de tipul tranzistoarelor folosite, este recomandabil a se utiliza ca circuite de sarcină circuite cuplate. Considerațiile făcute asupra acestora în § 5.5 sînt aplicabile și în cazul montajelor cu tranzistoare, avîndu-se în vedere numai modul de conectare al tranzistoarelor generator și excitat la circuitul primar, respectiv secundar al filtrului de bandă, în scopul realizării transferului maxim de putere.

Neutrodinarea admitanței de reacție a etajelor echipate cu tranzistoare se face, de obicei, la montajele în conexiune EC, unde admitanța are o valoare mai ridicată.

Existența admitanței de reacție determinată de grupul R_r, C_r din fig. 5.31 permite trecerea unui curent de la ieșire către intrare, implicînd următoarele consecințe:

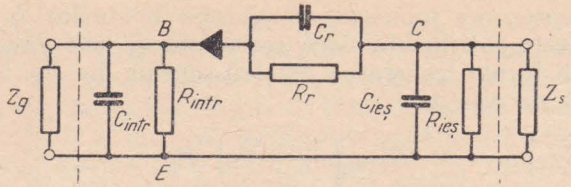


Fig. 5.31. Schema echivalentă la frecvențe înalte de tip Giacoletto a unui tranzistor.

— deformarea caracteristicii de amplitudine-frecvență;

— instabilitatea amplificării etajului, atunci cînd între impedanța de ieșire și impedanța de intrare apar condiții potrivite de fază și amplitudine pentru intrarea în oscilație;

— modificarea frecvenței de acord a circuitului unui etaj în funcție de acordarea circuitelor etajelor vecine.

Toate aceste consecințe au ca origină faptul că, prin trecerea unui curent de la ieșire la intrare, impedanța de intrare a etajului depinde de impedanța de intrare a tranzistorului ($R_{intr}C_{intr}$) și de impedanța de sarcină (Z_s), iar impedanța de ieșire a etajului depinde de impedanța de ieșire a tranzistorului ($R_{ieș}C_{ieș}$) și de impedanța generatorului (Z_g); notațiile sînt conforme cu fig. 5.31.

Pentru eliminarea acestui efect nedorit s-au imaginat diferite scheme de compensare sau de neutrodinare. Principiul neutrodinării constă în aducerea la intrare a unui curent care să creeze o tensiune de aceeași amplitudine, însă de fază inversă cu tensiunea creată de curentul adus la intrare prin admitanța de reacție.

În fig. 5.32 sînt prezentate cîteva scheme uzuale de neutrodinare. Tensiunea în antifază cu cea din circuitul de colector se culege de pe înfășurarea de inductanță mică (L_N) în schema din fig. 5.32, *a*, de pe condensatorul C'_N în schema din fig. 5.32, *b* și din înfășurarea secundară a transformatorului de cuplaj în schema din fig. 5.32, *c*. Faza și amplitudinea curentului necesar neutrodinării se stabilesc prin proiectarea elementelor R_N și C_N. Din cauza dispersiei mari a parametrilor tranzistoarelor și a toleranțelor elementelor folosite în rețeaua de neutrodinare nu se poate obține întotdeauna prin calcul o neutrodinare completă.

Apar astfel cazuri de subneutrodinare sau supraneutrodinare, dintre care cea mai periculoasă este ultima.

Pentru evitarea acestor fenomene se introduce în rețeaua de neutrodinare un element ajustabil, care trebuie reglat pentru fiecare tranzistor în parte, în scopul obținerii unei compensări totale.

Reglajul automat al amplificării se obține prin aplicarea unei tensiuni de comandă pe baza primului tranzistor sau pe bazele mai multor tranzistoare folosite în AFI. În fig. 5.33 se arată modul de aplicare a tensiunii de RAA pe două tranzistoare.

Arhiva digitala SaDAng

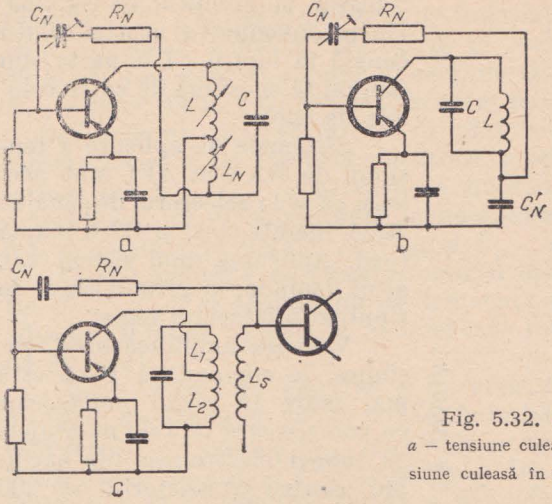


Fig. 5.32. Scheme de aplicare a neutrodinării :
a — tensiune culeasă în antifază de pe înfășurarea L_N; *b* — tensiune culeasă în antifază de pe C'_N; *c* — tensiune culeasă în antifază din secundar.

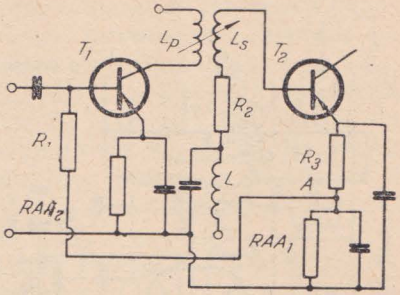


Fig. 5.33. Schemă cu aplicarea RAA pe două tranzistoare.

Tensiunea de comandă RAA_1 se aplică prin bobina L și rezistența R_2 bazei tranzistorului T_2.

Tensiunea amplificată este culeasă apoi potențiometric din circuitul emitor al tranzistorului T_2 (punctul A) și aplicată ca tensiune de comandă RAA_2 bazei primului tranzistor T_1 prin intermediul rezistenței R_1. Aplicarea tensiunii de RAA la tranzistoare se face în condiții mai dificile decît în cazul montajelor cu tuburi, din cauza dependenței puternice dintre impedanța de intrare a tranzistorului și punctul lui de funcționare.

În fond, la variația tensiunii bază-emitor are loc o modificare a capacității de intrare, datorită modificării esențiale a unei componente a acesteia, și anume capacitatea de difuzie a joncțiunii bază-emitor.

Variația capacității de intrare conduce la variația frecvenței de tăiere a tranzistorului (f_T). Cum între frecvența de tăiere a tranzistorului și amplificarea în putere a acestuia există o relație liniară ($A_p = kf_T$), înseamnă că variația frecvenței de tăiere atrage o variație a amplificării în putere a tranzistorului în același sens.

Pe de altă parte, variația capacității de intrare a tranzistorului determină modificarea frecvenței de acord a circuitului conectat în paralel pe intrarea tranzistorului.

O reducere a acestui ultim efect se poate obține prin cuplarea impedanțelor de intrare și de ieșire ale tranzistoarelor la filtrul de bandă, utilizat drept circuit de sarcină, prin celule de cuplaj. Procedînd astfel, impedanțele de intrare și ieșire nu mai participă integral în circuitele de sarcină, ci într-o proporție mai scăzută, de aproximativ 20—30%. Contribuția variației impedanței de intrare va fi transmisă de data aceasta circuitului de sarcină, într-un procent mult mai redus decît în cazul cînd impedanța era conectată

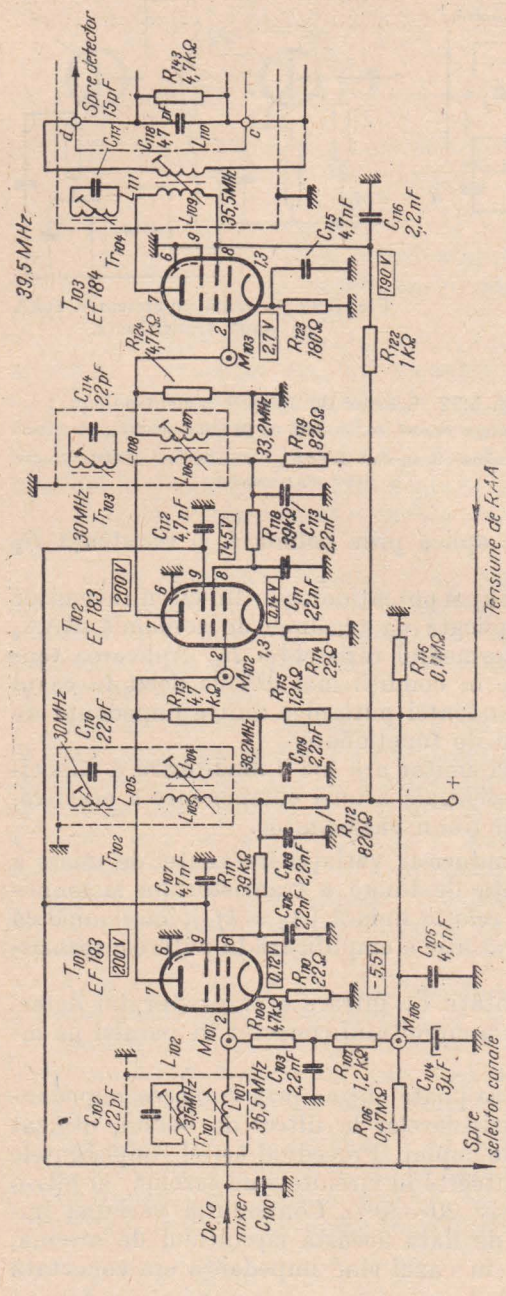


Fig. 5.34. Schema de principiu a AFI din TV „DACIA".

integral la circuitul de sarcină. Un inconvenient al acestei soluții constă în faptul că o parte din semnal se consumă de către celulele de cuplaj.

Sistemele de aplicare a tensiunii de RAA în AFI sînt aceleași ca și la selectorul de canale : RAA înainte (sus) și RAA înapoi (jos). Aplicarea unui sistem sau altul depinde, în primul rînd, de tipul tranzistorului reglat.

Variația amplificării cu tensiunea de comandă a RAA este mai mare în cazul montajelor cu tranzistoare față de montajele cu tuburi electronice (de exemplu, pentru tranzistorul AF 200 se obține o dinamică de reglaj a amplificării de aproximativ 60 dB pentru o variație a curentului de emitor de 5 mA).

5.8. EXEMPLE DE ETAJE DE FI

Schema de principiu a AFI folosit în TV DACIA, produs al Uzinelor Electronica, este prezentată în fig. 5.34. Amplificatorul este realizat cu trei etaje, primele două fiind echipate cu tuburile electronice EF183 de pantă mare (12,5 mA/V) și ultimul etaj fiind echipat cu tubul EF184, de asemenea de pantă foarte mare (15 mA/V). Circuitele de sarcină ale celor trei etaje sînt de tipul decalat acordate, realizate cu transformatoare bifilare.

Circuitul de sarcină al primului etaj, format din L_{103}, L_{104}, rezistența de amortizare R_{113} și capacitățile parazite de intrare, ieșire ale tuburilor și de cablaj,

Arhiva digitala SaDAng

este acordat pe frecvența de 38,2 MHz. Montat pe aceeași carcasă cu transformatorul bifilar și cuplat inductiv cu acesta se află circuitul de rejecție (L_{105}, C_{110}) al semnalului de frecvența purtătoarei de imagine a canalului adiacent superior, transpusă în frecvența intermediară, acordat pe 30 MHz. Circuitul de sarcină al celui de-al doilea etaj, format din L_{106}, L_{107}, R_{124} și capacitățile parazite, este acordat pe 33,2 MHz, iar circuitul de rejecție cuplat inductiv cu aceasta este acordat tot pe 30 MHz. Ultimul circuit de sarcină acordat pe frecvența centrală a spectrului de FI (35,5 MHz) este format din L_{109}, L_{110}, rezistența de amortizare R_{143}, rezistența de intrare a detectorului de videofrecvență, condensatorul C_{118} și restul capacităților parazite montate în paralel pe L_{109} și L_{110}.

Cuplat inductiv cu transformatorul bifilar se găsește circuitul de rejecție (L_{111}, C_{117}) al semnalului de frecvență purtătoarei de sunet a canalului adiacent inferior, transpusă în frecvență intermediară, acordat pe frecvența de 39,5 MHz.

Între etajul de amestec și intrarea primului etaj de FI se găsește un filtru de bandă cu cuplaj capacitiv în bază. Circuitul secundar al filtrului este realizat cu bobina L_{101}, R_{108} și capacitatea parazită dintre grilă și masă. Capacitatea de cuplaj este constituită din C_{100} și capacitatea cablajului de legătură dintre circuitul primar și secundar al filtrului, a cărui impedanță caracteristică este de valoare mică, cuprinsă între 50 și 100 Ω. Cuplat inductiv cu secundarul filtrului se află circuitul de rejecție (L_{102}, C_{102}) al purtătoarei de sunet propriu, acordat pe 31,5 MHz.

Tensiunea de RAA comandă primele două etaje prin intermediul celulelor de filtraj R_{107}, C_{103} și R_{115}, C_{109}. Ultimul etaj are polarizare automată, realizată cu R_{123} și C_{115}.

Rezistențele R_{110} și R_{114}, montate în catozii celor două tuburi comandate de RAA, au rolul de a anihila efectul variației impedanței de intrare, datorită aplicării tensiunii de RAA.

Spațiile supresor-catod ale celor două tuburi comandate de tensiunea de RAA, reprezentînd două diode, au fost legate în paralel și conectate în punctul de unde se transmite către selectorul de canale tensiunea de RAA. În acest fel ele îndeplinesc rolul unei diode de blocare a tensiunii de RAA, cînd aceasta ar avea tendința să treacă în domeniul pozitiv, evitînd prin aceasta supraîncărarea primului etaj al selectorului de canale.

În fig. 5.35 este prezentată schema AFI a receptoarelor de TV Stassfurt T 205 și Stassfurt ST 106, produse de R.D.G.

Amplificatorul este realizat cu trei etaje, avînd ca circuite de sarcină filtre de bandă.

Circuitul de sarcină al primului etaj, echipat cu tubul EF 183, este un filtru de bandă de tip M, cu cuplaj pe două căi și cu circuite de rejecție de atenuare infinită.

Prima cale de cuplaj este realizată de circuitele de rejecție L_{104}, C_{105}, L_{106}, C_{106} și rezistența R_{109}, iar cea de-a doua cale de cuplaj o formează rezistența R_{108}.

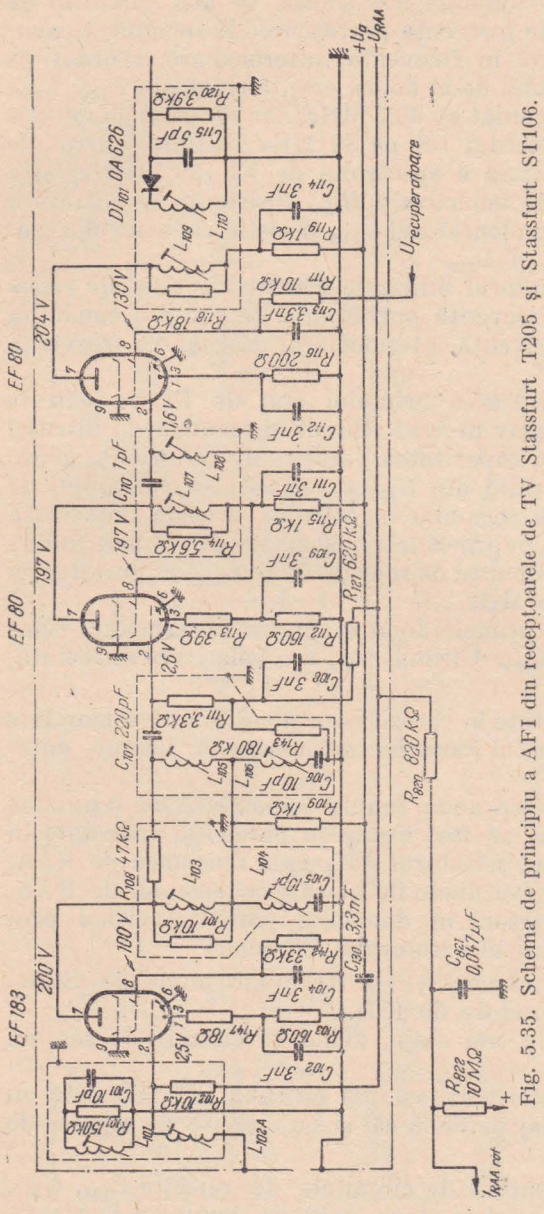


Fig. 5.35. Schema de principiu a AFI din receptoarele de TV Stassfurt T205 și Stassfurt ST106.

De altfel, rezistența R_{108} contribuie la obținerea atenuărilor infinite pe frecvențele de rejecție. Circuitul de rejecție L_{104}, C_{105} este acordat pe frecvența $f = 39{,}5$ MHz, iar circuitul de rejecție L_{106}, C_{106} este acordat pe frecvența $f = 30$ MHz.

Bobina anodică L_{103}, care este cuplată cu primul circuit de rejecție, este acordată pe $f = 35{,}7$ MHz, iar bobina de grilă L_{105}, care este cuplată au al doilea circuit de rejecție, este acordată pe 38,6 MHz. Bobina anodică este amortizată de rezistența R_{107}, iar cea de grilă, de rezistența R_{111}.

Condensatorul C_{107} împiedică tensiunea anodică a tubului EF 183 să ajungă pe grila lui EF 80. Al doilea etaj de FI, echipat cu tubul EF 80, are drept sarcină un transformator cu circuite supracuplate. Pe lîngă cuplajul inductiv dintre primar și secundar mai există un cuplaj slab capacitiv sus prin intermediul condensatorului C_{110}. Acest cuplaj capacitiv slab este folosit în scopul uniformizării vîrfurilor caracteristicii de amplitudine-frecvență. Circuitul primar este amortizat de rezistența R_{114}, iar cel secundar, de rezistența de intrare a tubului următor. Ambele circuite, primar și secundar, sînt acordate pe frecvența de 35,7 MHz. Ultimul etaj de FI, echipat cu tubul EF80, are de asemenea un filtru de bandă drept circuit de sarcină. Circuitele

Arhiva digitala SaDAng

primar și secundar ale filtrului de bandă sînt cuplate inductiv cu puțin peste cuplajul de tranziție. Frecvențele de acord ale circuitelor primar și secundar sînt identice și egale cu 35,7 MHz.

Circuitul primar este amortizat de rezistența R_{118}, iar cel secundar de rezistența de intrare a detectorului video.

De remarcat că alimentarea grilei ecran a ultimului tub se face cu tensiune recuperată, obținută de la etajul final linii. Pînă la apariția tensiunii recuperate, ultimul etaj este blocat. Prin acest procedeu se evită supraîncărcarea diodei, care s-ar putea produce în cazul recepționării unor semnale foarte puternice în perioadele de la pornirea aparatului pînă la intrarea în funcțiune a reglajului automat al amplificării. Totodată se suprimă și brumul de intercarrier, care ar fi apărut în acest interval de timp. Polarizarea ultimului tub EF80 este făcută automat, prin intermediul grupului R_{116} și C_{112}.

Primele două etaje sînt comandate de tensiunea de RAA în mod diferit. Dat fiind că tubul EF183 are un domeniu de reglaj mai întins, i se aplică o tensiune de RAA mai mare decît tubului EF80.

Tensiunea de reglaj se aplică tubului EF80 numai după ce a mai fost încă odată divizată de grupul rezistiv R_{121} și R_{143}.

Pentru a evita încărcarea tuburilor, în lipsa tensiunii de RAA, tuburile au o polarizare inițială dată de grupurile R_{103}, C_{102} și R_{112}, C_{109}. Anihilarea variației capacităților de intrare funcție de tensiunea de RAA este realizată de prezența în circuitele catodice a rezistențelor nedecuplate R_{147} și R_{113}, care determină o reacție negativă de curent.

În grila primului etaj de FI se găsește circuitul secundar al filtrului de bandă, filtru ce reprezintă sarcina etajului de amestec. Cuplat inductiv cu circuitul secundar se află circuitul de rejecție al sunetului propriu.

Circuitul de rejecție, acordat pe 31,5 MHz, este realizat cu elementele L_{101}, C_{101} și R_{101}. Rolul rezistenței R_{101} este de a crea „treapta de sunet", adică un palier de 200—300 kHz pe care să se manifeste acțiunea de atenuare.

O schemă de AFI realizată cu tranzistoare este prezentată în fig. 5.36. Amplificatorul conține trei etaje : primele două echipate cu tranzistoare cu germaniu de tehnologie Mesa AF 200 și AF 201, iar cel de-al treilea etaj este echipat cu tranzistorul cu germaniu de tehnologie Mesa-epitaxial (AF202 sau AF202S). Circuitele de sarcină ale tuturor etajelor sînt filtre de bandă cu cuplaj capacitiv sus, condensatoarele de cuplaj fiind : C_{11}, C_{17} și C_{23}.

Adaptarea circuitelor secundar la impedanța de intrare a tranzistoarelor, în scopul obținerii transferului maxim de putere, se face prin metoda cu condensator serie, condensatoarele în cauză fiind C_{13} și C_{19}.

Rețelele de neutrodinare ale celor trei tranzistoare sînt formate din grupurile R_2, C_8 — pentru primul tranzistor, R_7, C_{14} — pentru al doilea tranzistor și R_{12}, C_{20} — pentru cel de-al treilea tranzistor. Tensiunea în antifază necesară neutrodinării este culeasă la fiecare tranzistor de pe porțiunea mică a înfășurării primare, cuprinsă între condensatorul de neutrodinare și punctul de masă. Raportul dintre această mică înfășurare și înfășurarea

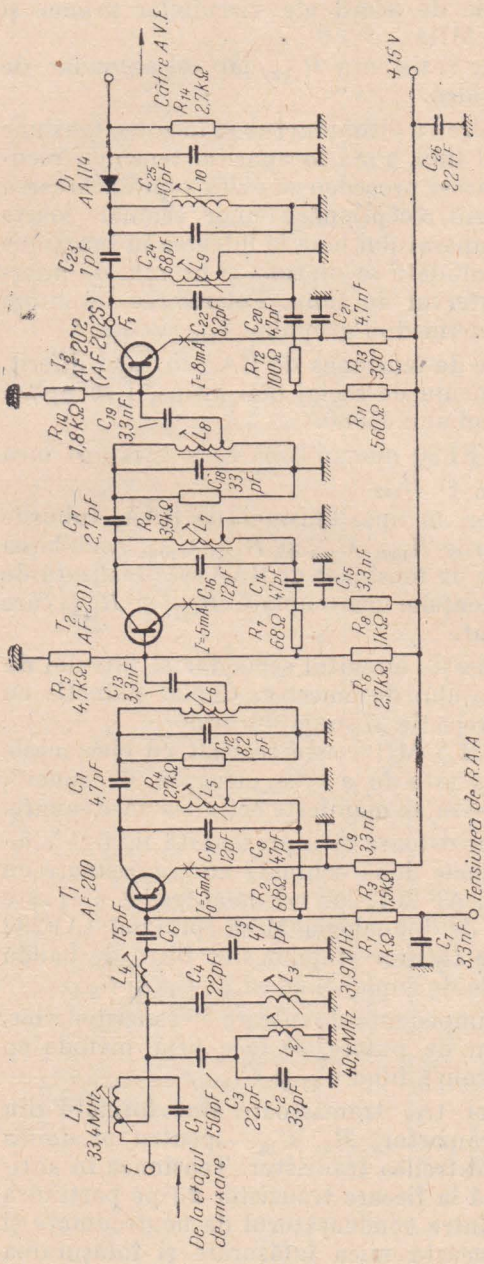


Fig. 5.36. Schema de principiu a unui AFI cu tranzistoare.

primară totală a fost stabilit în vederea obținerii neutrodinării corecte. Tensiunea de RAA se aplică primului tranzistor prin intermediul rezistenței R_1. Reglajul amplificării tranzistorului AF 200 este de tipul „înainte", adică la creșterea curentului de emitor — amplificarea în putere a etajului scade. La o variație a curentului de emitor de la 5 mA la 10 mA, datorită tensiunii de RAA, amplificarea în putere a amplificatorului de FI variază de la 80 dB la + 20 dB. Stabilizarea termică a schemelor ultimelor două etaje, precum și polarizarea în continuu a bazelor tranzistoarelor AF 201 și AF 202 se efectuează cu grupurile de rezistențe R_6, R_5 — pentru tranzitorul AF 201 și R_{11}, R_{10} — pentru tranzistorul AF202.

Circuitele de rejecție pentru sunetul propriu (33,4 MHz), pentru purtătoarele de sunet și imagine ale canalelor învecinate transpuse în FI (40,4 MHz și 31,9 MHz), sînt plasate în circuitul de bază al tranzistorului AF 200. Circuitul de rejecție al sunetului propriu este realizat dintr-un circuit derivație (L_1, C_1) montat în serie cu bobina secundară L_4 a filtrului de întrare.

Circuitul de rejecție al purtătoarei de imagine a canalului superior este realizat cu un circuit serie (C_4, L_3), montat în derivație pentru semnal, iar circuitul de rejecție al purtătoarei de sunet a canalului adiacent inferior este un circuit serie de tipul cu cuplaj capacitiv (C_3, C_2, L_2).

De menționat, că schema descrisă lucrează conform standardului C.C.I.R.

Arhiva digitala SaDAng

CAPITOLUL 6

ETAJE DE VIDEOFRECVENȚĂ

6.1. CARACTERISTICI ALE CIRCUITELOR DE VIDEOFRECVENȚĂ

Circuitele de VF ale televizoarelor au sarcina de a obține semnalele video prin demodularea oscilației de frecvență intermediară și de a le amplifica pînă la o mărime determinată de caracteristicile tubului cinescop. În funcționarea lor aceste circuite trebuie să reproducă cît mai fidel semnalele de videofrecvență de la emisie, în scopul refacerii unei imagini pe ecranul cinescopului, care să fie cît mai apropiată de imaginea reală.

O caracteristică foarte importantă a circuitelor de VF este amplificarea lor (A), definită prin raportul dintre amplitudinea mărimii de ieșire (tensiune, curent, putere) și amplitudinea mărimii de intrare. Amplificarea circuitelor de VF trebuie să nu depindă de frecvența sau de amplitudinea semnalelor de intrare. Dependența amplificării de frecvență atrage după sine apariția distorsiunilor liniare, iar dacă amplificarea depinde de mărimea semnalului de la intrare, apar distorsiuni de neliniaritate.

Semnalele de videofrecvență au un spectru de frecvență foarte larg. Dacă amplificarea circuitelor nu este constantă cu frecvența, componentele spectrului semnalului de la ieșire nu vor mai avea raporturile de amplitudine inițiale și semnalul redat va fi distorsionat. De aceea, caracteristica amplitudine-frecvență, adică dependența amplificării de mărimea frecvenței are o deosebită importanță.

În fig. 6.1 sînt schițate unele caracteristici amplitudine-frecvență și distorsiunile produse în cazul redării unui semnal video elementar : o succesiune de impulsuri dreptunghiulare, corespunzătoare unei imagini formată din bare alternative albe și negre.

Ideal, caracteristica de amplitudine-frecvență este dreaptă, începînd de la zero, pînă la frecvențe infinit de mari (fig. 6.1, *a*). În acest caz, semnalul la ieșirea circuitului (s_{ies}) are exact aceeași formă ca și cel de la intrarea lui (s_i). Dacă caracteristica amplitudine-frecvență este scăzătoare spre frec-

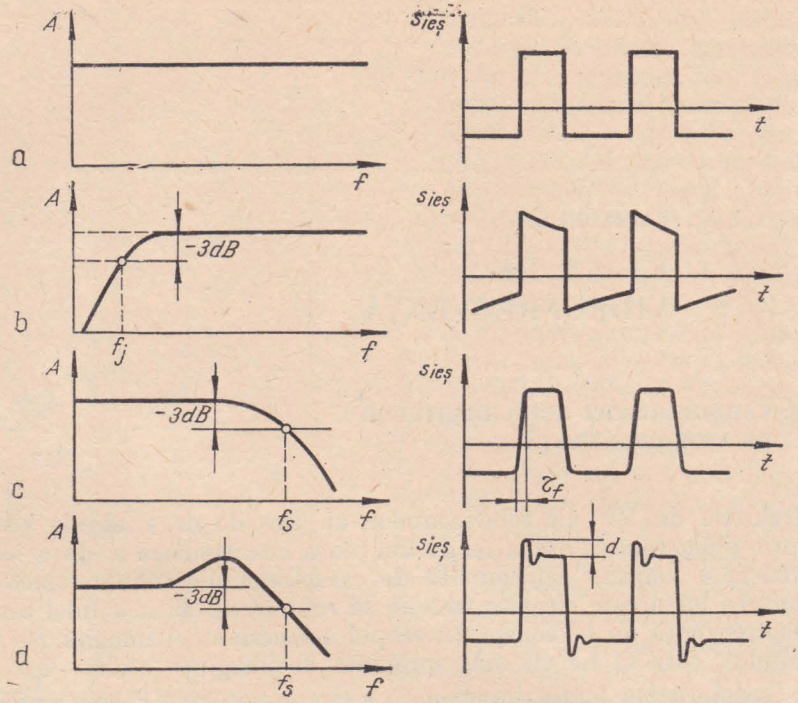


Fig. 6.1. Unele caracteristici amplitudine-frecvență al circuitelor de videofrecvență și deformările suferite de un șir de impulsuri conectate la intrare.

vențe joase (*b*), palierele impulsurilor se deformează și imaginea reprodusă devine mînjită, atît suprafețele întunecate cît și cele luminoase tinzînd treptat către gri. Căderea palierului este legată de frecvența limită inferioară f_j, definită ca frecvența la care amplificarea scade la 0,707 (−3 dB) față de amplificarea de la frecvențe medii. Scăderea amplificării la frecvențe înalte (fig. 6.1, *c*) produce atenuarea relativă a componentelor spectrale superioare, ceea ce duce la mărirea timpului de creștere a impulsurilor (τ_f). Acest timp de creștere este definit ca fiind durata de timp necesară semnalului să crească de la 0,1 la 0,9 din nivelul său maxim. El este determinat, în bună parte, de frecvența limită superioară, f_s, la care amplificarea scade cu 3 dB față de valoarea de la frecvențe medii. Se definește ca bandă de trecere a circuitului, gama de frecvențe cuprinse între frecvența limită inferioară și superioară.

$$B = f_s - f_j \simeq f_s.$$

Deoarece frecvența limită inferioară este foarte mică în comparație cu frecvența limită superioară, banda de trecere a circuitelor de videofrecvență se confundă, de cele mai multe ori, cu frecvența limită superioară.

Arhiva digitala SaDAng

O lărgime de bandă insuficientă a circuitelor de videofrecvență determină reproducerea unei imagini cu contururile spălăcite, neclare, asemănătoare cu cea care se obține în cazul unui aparat optic a cărui distanță focală nu a fost corect reglată.

Caracteristica de amplitudine-frecvență (din fig. 6.1, *d*) conduce la o micșorare a timpului de creștere a impulsurilor de ieșire, dar salturile corespunzătoare fronturilor sînt urmate de oscilații amortizate. Depășirea nivelului palierului impulsurilor (în fig. 6.1, *d* notată cu *d*), raportată la amplitudinea lor, se numește supracreștere. Semnalele de VF redate cu distorsiuni de supracreștere conduc la imagini de proastă calitate, cu contururile prea accentuate și, adesea, multiple.

O altă caracteristică pentru aprecierea circuitelor de VF este timpul de trecere, timpul parcurs între momentul aplicării unui semnal la intrarea circuitului și momentul apariției lui la ieșire. Dacă timpul de trecere variază în funcție de frecvență, între diferitele componente ale semnalului de videofrecvență apar defazări care produc distorsiuni de felul indicat în fig. 6.1, *d*. De aceea este necesar ca timpul de trecere să fie cît mai constant în întreaga bandă de frecvență transmisă.

În cap. 2 s-a arătat că între caracteristica de timp de trecere și caracteristica amplitudine-frecvență există o strînsă interdependență. Din cauza acestei interdependențe, variațiile bruște în caracteristica de amplitudine-frecvență produc neuniformități ale timpului de trecere.

Distorsiunile de neliniaritate se datoresc caracteristicilor neliniare ale diodelor, tuburilor electronice și tranzistoarelor și se pun în evidență printr-o relație neliniară între mărimea semnalului de ieșire și a celui de intrare. În receptoarele de televiziune aceste neliniarități provoacă distorsiuni de gradație a strălucirii imaginilor.

Variația semnalului de ieșire, în funcție de semnalul de intrare, se poate aproxima printr-o relație de forma;

$$s_{ieș} = k \cdot s_i^{\gamma}, \tag{6.1}$$

unde : k este o constanță de proporționalitate;
γ — factor de contrast.

Pentru contrast normal $\gamma = 1$ (fig. 6.2), iar în celelalte cazuri $\gamma \neq 1$.

Distorsiunile de neliniaritate ale amplificatoarelor video sînt, în general, reduse în raport cu distorsiunile date de tuburile videocaptoare și videoreproducătoare. Pentru a reduce distorsiunile neliniare ale acestora din urmă la valori acceptabile, în instalațiile de studio se prevăd circuite de corecție numite „corectoare de gama", care corectează atît distorsiunile produse de camera videocaptoare, cît și cele ale cinescoapelor receptoarelor de televiziune.

Comparînd importanța diferitelor distorsiuni produse în circuitele de videofrecvență, rezultă că importanța primordială o au distorsiunile liniare. Caracteristica amplitudine-frecvență este cea care determină timpul de creș-

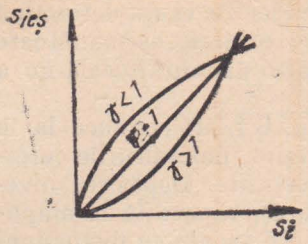


Fig. 6.2. Curbele de variație ale tensiunii de ieșire în funcție de tensiunea de intrare.

tere, supracreșterea și căderea palierului. Trebuie avută în vedere și caracteristica de timp de întîrziere, care, dacă nu este suficient de constantă, influențează în mod defavorabil asupra performanțelor circuitelor. Ca limite admisibile, în cazul circuitelor video ale receptoarelor de televiziune, se pot considera:

— pentru timp de creștere $\tau_f \leqslant 80$ ns;
— pentru supracreștere $d \leqslant 5\%$;
— pentru căderea palierului $p < 10\%$.

Distorsiunile de neliniaritate au o importanță mult mai mică decît în cazul circuitelor pentru reproducerea senzațiilor auditive. Se admite un coeficient de distorsiuni neliniare de pînă la 10—15%.

6.2. DETECTORUL VIDEO

Detectorul video extrage semnalele VF din oscilațiile de FI modulate în amplitudine. De asemenea, în general, el furnizează oscilațiile care sînt separate în amplificatorul de FI sunet, și uneori tensiunea necesară acționării sistemului de RAA.

Deși schema detectorului video este, în general, cea obișnuită (fig. 6.3), valorile elementelor etajului sînt mult diferite de cele întîlnite în receptoarele de radiodifuziune, datorită frecvenței de lucru mult mai ridicată și a spectrului întins pe care-l ocupă frecvențele de modulație.

Ca element detector se folosește aproape exclusiv dioda semiconductoare cu germaniu, datorită avantajelor pe care le prezintă în raport cu dioda cu vid. Funcționarea detectorului este cunoscută: dioda D se deschide în timpul semiperioadelor negative (pentru dispoziția din fig. 6.3) și încarcă condensatorul C. În perioada de blocare a diodei, condensatorul C se descarcă prin rezistența R. Dacă rezistența R este mult mai mare decît rezistența de conducție a diodei (R_d) și capacitatea C este suficient de mare, tensiunea la ieșirea detectorului este aproximativ egală cu valoarea de vîrf a oscilațiilor de frecvență intermediară. În cazul detectoarelor video această condiție nu se îndeplinește; de aceea pentru aprecierea funcționării lui se definește randamentul de detecție ca raportul

$$\eta = \frac{\text{tensiunea medie redresată}}{\text{tensiunea de vîrf a oscilației de FI}}. \qquad (6.2)$$

Randamentul de detecție depinde de raportul R/R_d (fig. 6.4), fiind cu atît mai apropiat de unitate cu cît rezistența de detecție este mai mare în raport cu rezistența de conducție a diodei. Raportul R/R_d este însă limitat de distorsiunile care pot apărea la detecția componentelor superioare ale

Arhiva digitala SaDAng

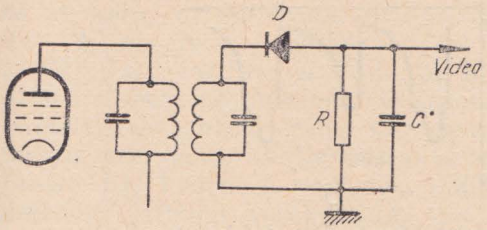


Fig. 6.3. Schema detectorului video de tip serie.

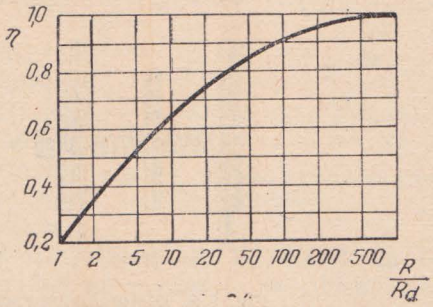


Fig. 6.4. Variația randamentului de detecție cu raportul R/Rd.

spectrului de videofrecvență. Pot apărea două feluri de distorsiuni : distorsiuni ale caracteristicii de amplitudine-frecvență și distorsiuni de neurmărire.

Distorsiunile caracteristicii de amplitudine-frecvență sînt produse de condensatorul de detecție C, a cărui reactanță scăzătoare cu frecvența șuntează rezistența de detecție R. Frecvența la care scăderea caracteristicii atinge 3 dB este :

$$f_s = \frac{1}{2\pi RC}. \tag{6.3}$$

Pentru a nu distorsiona semnalele video, trebuie ca frecvența de tăiere f_s să fie mai mare decît frecvența video maximă

$$f_s > f_{vM}.$$

Distorsiunile de neurmărire se datoresc mărimii necorespunzătoare a constantei de timp RC a grupului de detecție.

Pentru ca randamentul de detecție să fie cît mai mare, trebuie ca între două deschideri succesive ale diodei detectoare condensatorul C să se descarce cît mai puțin prin rezistența R. Dacă constanta de timp RC este mare, tensiunea medie pe condensatorul C este apropiată de valoarea de vîrf a oscilației aplicate la intrarea detectorului. Dacă semnalul de la intrare este modulat în amplitudine, condensatorul C o dată încărcat nu se descarcă suficient de repede, și tensiunea la bornele grupului de detecție nu poate urmări înfășurătoarea de modulație. Acest fenomen este ilustrat cu ajutorul semnalului din fig. 6.5, *a*, corespunzător unei imagini formată dintr-o bară verticală întunecată suprapusă unui fond luminos. În intervalele de timp cît amplitudinea oscilației purtătoare este constantă, tensiunea detectată este și ea aproximativ constantă. În momentele salturilor crescătoare ale înfășurătoarei, condensatorul se încarcă brusc prin rezistența de conducție mică a diodei. La scăderile rapide ale amplitudinii oscilației purtătoare, condensatorul nu se poate încă descărca suficient de repede și forma semnalului detectat se distorsionează (fig. 6.5, *b*). În imaginea reprodusă cu acest semnal bara verticală are margi-

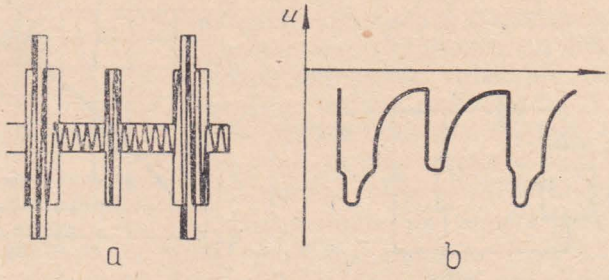


Fig. 6.5. Distorsionarea semnalelor video de către un detector cu constantă prea mare a grupului de detecție :
a — semnalul modulat, *b* — semnalul detectat.

nea din stînga netă, însă marginea din dreapta se lățește, trecerea de la negru la alb făcîndu-se treptat.

Pentru evitarea distorsiunilor de neurmărire este necesar să fie îndeplinită condiția :

$$\frac{1}{2\pi f_{vM} RC} \geqslant \frac{m}{\sqrt{1-m^2}}, \tag{6.4}$$

unde : f_{vM} este frecvența video maximă, iar

m — gradul de modulație maxim, corespunzător frecvenței video maxime.

Din cele două relații rezultă că produsul RC trebuie să fie destul de mic. Soluția alegerii unei rezistențe mai mari, în scopul creșterii raportului R/R_d, pe seama micșorării capacității C nu dă rezultate, pe de o parte din cauză că în componența capacității C intră și capacitatea de intrare a amplificatorului de videofrecvență, deci ea nu se poate micșora oricît, iar pe de altă parte, datorită capacității parazite de blocare a diodei C_d. Dacă C_d este de același ordin de mărime cu C, se formează un divizor de tensiune capacitiv și tensiunea detectată scade.

Toate aceste cerințe contradictorii se rezolvă în felul următor : se utilizează diode cu R_d și C_d mai mic și se acceptă un randament de detecție mai scăzut, de 50—80%. Rezultă o rezistență de detecție de ordinul kiloohmilor, iar capacitatea de detecție, de 10—20 pF, valoare în care se includ și capacitățile de montaj și de intrare a amplificatorului de videofrecvență.

Pentru a ușura condițiile impuse detectorului video, circuitul de ieșire se combină cu circuite de corecție de videofrecvență, care lărgesc banda frecvențelor transmise. Problema acestor circuite de corecție va fi examinată în legătură cu amplificatoarele video.

S-a arătat că în procesul de detecție dioda conduce în fiecare semialternanță a oscilației de FI. Curentul pulsatoriu al diodei produce armonice superioare ale frecvenței intermediare. Este foarte important de a se elimina aceste armonice de la ieșirea detectorului video, altfel ele ar fi amplificate de amplificatorul video. Cuplaje neînsemnate cu cablul de antenă sau circui-

Arhiva digitala SaDAng

tele de intrare ale televizorului pot da naştere la interferenţe cu semnalul util, manifestate printr-un moar supărător pe imagine.

Grupul *RC* de detecţie nu este în măsură să atenueze în suficientă măsură oscilaţiile de FI, deoarece frecvenţa video maximă (6 MHz) este de numai 5—6 ori mai mică decît frecvenţa intermediară. Din această cauză, circuitele de corecţie video trebuie astfel dimensionate, încît să servească şi ca filtre pentru FI. Pentru a împiedica radiaţia armonicelor de FI direct de la detector, întregul ansamblu de detecţie trebuie ecranat. Se obişnuieşte ca circuitele detectorului să fie introduse într-un blindaj comun cu circuitul acordat al ultimului etaj de FI.

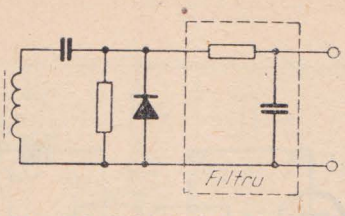


Fig. 6.6. Schema detectorului tip derivaţie.

În timpul funcţionării detectorului, condensatorul de detecţie se descarcă periodic prin rezistenţa *R*, absorbindu-se astfel o energie care se degajă apoi sub forma unei cantităţi de căldură în mediul înconjurător. Această energie este dată detectorului de către ultimul etaj amplificator de FI. De aceea, faţă de circuitul oscilant al acestui etaj, detectorul prezintă la intrare o rezistenţă echivalentă, care consumă energia primită. Rezistenţa de intrare a detectorului produce în principal amortizarea circuitului oscilant, determinînd lărgimea de bandă şi amplificarea etajului.

Se arată că rezistenţa echivalentă de intrare a detectorului din fig. 6.3 (numit detector serie) este :

$$R_{ei} = \frac{R}{2\eta} \tag{6.5}$$

iar pentru detectorul derivaţiei (fig. 6.6) este :

$$R_{ei} = \frac{R}{1 + 2\eta}. \tag{6.6}$$

Din aceste două relaţii rezultă că rezistenţa echivalentă de intrare depinde de randamentul de detecţie, valoarea ei fiind minimă pentru $\eta = 1$ cînd, pentru detecţia serie

$$R_{ei} = \frac{R}{2}$$

şi pentru detecţia derivaţie

$$R_{ei} = \frac{R}{3}.$$

Deoarece, în general, rezistenţa echivalentă de intrare a detectorului amortizează puternic circuitul amplificatorului de FI, el se conectează uneori la o priză a secundarului filtrului FI (fig. 6.7), iar alteori, direct la bornele circuitului secundar al unui transformator de FI coborîtor.

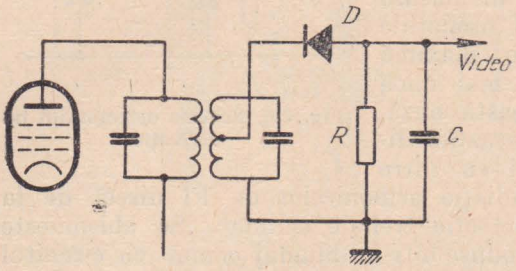


Fig. 6.7. Adaptarea detectorului video prin conectarea la o priză a bobinei circuitului de frecvență intermediară.

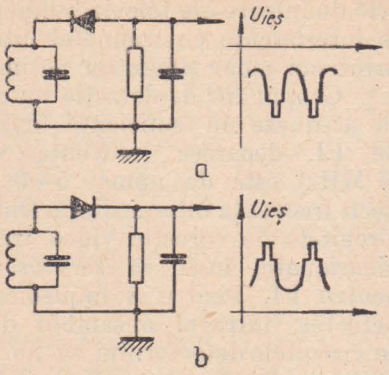


Fig. 6.8. Polaritatea semnalului video în funcție de sensul de conectare a diodei detectoare.

În raționamentele de pînă acum s-a presupus că detecția este liniară. În realitate caracteristica oricărei diode este curbată în domeniul tensiunilor mici. De aceea, pentru a realiza condițiile cerute de o detecție liniară, este necesar ca diodei detectoare să i se aplice un semnal suficient de mare. Această tensiune este de aproximativ 2 V_{VV} pentru diodele semiconductoare și de cel puțin 3—4 V_{VV} pentru diodele cu vid. Acest avantaj, pe lîngă celelalte (capacități mai mici, rezistență de conducție mică, lipsa circuitelor de încălzire, volum foarte mic, mare stabilitate etc.) justifică utilizarea diodelor semiconductoare în toate detectoarele de videofrecvență moderne.

Conectarea diodei în circuitul de detecție, teoretic, se poate face în mai multe feluri. În practică însă se utilizează numai detecția serie, circuitele de detecție derivație prezentînd o rezistență de intrare prea mică. Cel mai răspîndit circuit de detecție este reprezentat în două variante simplificate în fig. 6.8. Alegerea uneia din cele două variante este determinată de polaritatea modulației purtătoarei de *RF*, de numărul inversărilor introduse de amplificatorul de videofrecvență și de electrodul pe care se face comanda tubului cinescop. Polaritățile tensiunilor reprezentate în figură sînt corespunzătoare modulației negative, utilizată în majoritatea standardelor de televiziune.

6.3. AMPLIFICATORUL DE VIDEOFRECVENȚĂ CU TUBURI

Amplificatorul video aduce semnalul de ordinul voltului, livrat de detectorul video, la tensiunea de 50—100 V_{VV}, necesară pentru excitarea cinescopului. El trebuie să asigure o amplificare de 25—40, ceea ce cu ajutorul pentodelor moderne este realizabil într-un singur etaj. Existența unui singur etaj de amplificare simplifică construcția amplificatorului de VF. Pentru a distorsiona

Arhiva digitala SaDAng

cît mai puțin semnalele, amplificatorul trebuie să aibe o caracteristică amplitudine-frecvență cît mai uniformă, de la 0, sau cel mult 5—10 Hz, la circa 5 MHz. Caracteristica de timp de trecere trebuie să fie constantă, pentru a nu provoca supra creșteri mai mari de 5%. De asemenea, distorsiunile de neliniaritate trebuie să fie cît mai mici.

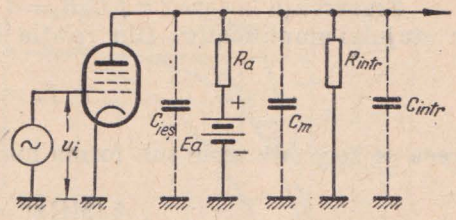


Fig. 6.9. Schema simplificată a amplificatorului de videofrecvență.

Acestor cerințe îi corespunde amplificatorul de bandă largă aperiodic, cu cuplaj de curent continuu, sau *RC*. Schema simplificată a unui amplificator cu cuplaj de curent continuu se prezintă în fig. 6.9. La frecvențe joase și medii amplificarea acestui etaj este determinată de mărimea rezistenței de sarcină și a pantei tubului:

$$A_0 = SR_s, \tag{6.6}$$

unde: A_0 este amplificarea etajului la frecvențe medii;
R_s — rezistența de sarcină;
S — panta tubului.

Rezistența de sarcină R_s se compune prin conectarea în paralel a rezistenței anodice R_a, a rezistenței de intrare a circuitului care urmează după amplificator (R_{intr}) și a rezistenței interne a tubului amplificator (R_i). Deoarece în practică R_a este mult mai mică decît R_i și R_{intr}, se poate scrie cu aproximație:

$$A_0 \simeq SR_a.$$

La frecvențe înalte scad reactanțele capacității de ieșire a tubului amplificator ($C_{ieș}$), a capacității de intrare a circuitului conectat după etajul amplificator (C_{intr}) și a capacității parazite de montaj (C_m), preluînd o parte a curentului anodic de semnal de la rezistența de sarcină R_a. De aceea, pentru calculul amplificării la frecvențe înalte, în locul rezistenței de sarcină trebuie luată în considerare impedanța formată prin conectarea în paralel a rezistenței R_a cu capacitățile parazite

$$Z_s = \frac{R_a \dfrac{1}{j\omega C_0}}{R_a + \dfrac{1}{j\omega C_0}} = \frac{R_a}{1 + j\omega C_0 R_a},$$

unde $C_0 = C_{ieș} + C_{intr} + C_m$ este capacitatea parazită totală.

Cu aceasta, amplificarea în modul devine:

$$A = \left| \frac{SR_a}{1 + j\omega C_0 R_a} \right| = \frac{SR_a}{\sqrt{1 + (\omega C_0 R_a)^2}} \tag{6.7}$$

Frecvrența la care $2\pi f_s C_0 R_a = 1$ se numește frecvență limită superioară a etajului amplificator. Din relația de mai înainte rezultă:

$$f_s = \frac{1}{2\pi C_0 R_a},$$

ceea ce se poate scrie sub forma mai practică:

$$f_s[\text{MHz}] = \frac{159}{C_0[pF] R_a[k\Omega]}. \tag{6.8}$$

Se observă că la frecvența limită amplificarea este:

$$A = \frac{SR_a}{\sqrt{2}} = 0{,}707\, SR_a = 0{,}707\, A_0;$$

deci, la această frecvență amplificarea scade cu 3 dB față de valoarea sa de la frecvențe medii.

Făcînd produsul dintre amplificarea la frecvențe medii și frecvența limită superioară, se obține:

$$A_0 \cdot f_s = SR_a \frac{1}{2\pi C_0 R_a} = \frac{S}{2\pi C_0}. \tag{6.9}$$

Această relație arată că un etaj amplificator asigură o amplificare și o bandă cu atît mai mari, cu cît este mai mare panta tubului și capacitățile parazite mai mici. Întrucît triodele nu pot asigura simultan aceste două cerințe în amplificatoarele de videofrecvență ale televizoarelor cu tuburi, se utilizează totdeauna pentode, cu panta de cel puțin 10 mA/V. Pentru fixarea ordinelor de mărime, în tabelul 6.1 se dau parametrii mai importanți ai cîtorva tuburi moderne amplificatoare de videofrecvență.

Tabelul 6.1

Tipul tubului	U_a V	U_{g3} V	U_{g1} V	I_{a0} mA	S mA/V	C_{intr} pF	C_{ie_1} pF
PL83	170	170	—2,3	36	10,5	10,4	6,6
PCL84(*)	200	200	—2,9	18	10,4	9	4,2
PCL200(*)	150	220	—2,1	40	18	14,5	6
PFL200(*)	170	170	—2,6	30	21	13	7

(*) Datele se referă la secțiunea pentodă.

Produsul amplificare-bandă al amplificatoarelor de VF poate fi mărit prin utilizarea unor circuite de corecție la frecvențe înalte.

O metodă simplă de corecție, corecția derivațiere, constă în conectarea unei inductanțe în serie cu rezistența de sarcină anodică (fig. 6.10, *a*). În schema echivalentă a acestui circuit de corecție (fig. 6.10, *b*) se neglijează R_{intr}

Arhiva digitala SaDAng

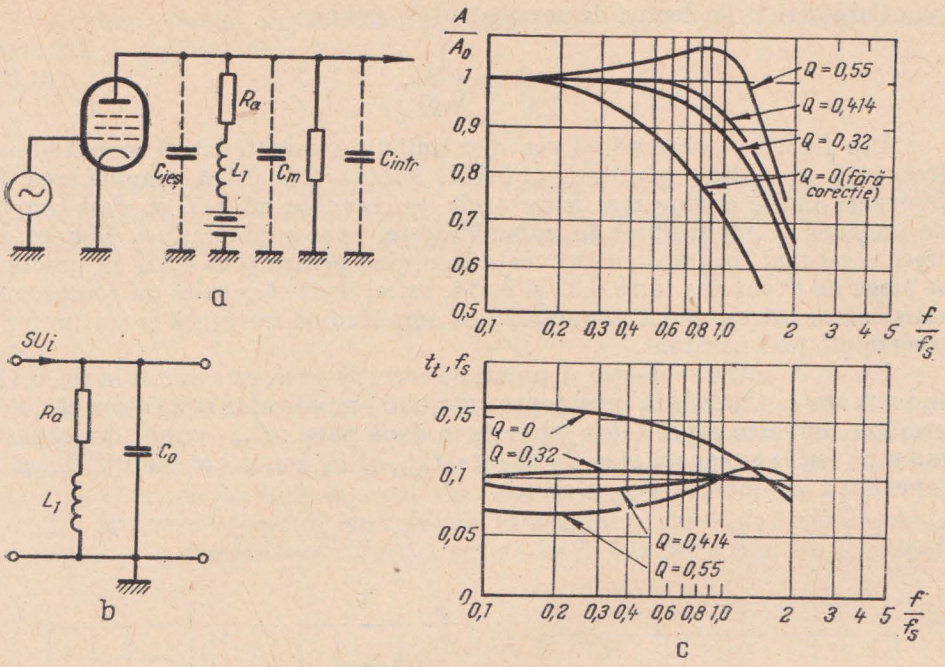


Fig. 6.10. Corecția de tip derivație :
a — schema etajului; *b* — circuitul echivalent; *c* — caracteristicile obținute.

și R_i, ele fiind mult mai mari decît rezistența de sarcină R_a. În acest caz, impedanța de sarcină a tubului este compusă din două ramuri : rezistența anodică în serie cu inductanța de corecție și capacitatea parazită totală. Inductanța de corecție se alege astfel, încît reactanța ei la frecvențe medii să fie neglijabilă în raport cu rezistența R_a; de aceea, cîștigul la frecvențe medii rămîne neschimbat. La frecvențe ridicate, o dată cu creșterea frecvenței scade reactanța ramurei capacitive, însă, datorită măririi reactanței inductive, crește impedanța totală a acestei ramuri. Ca rezultat, se produce o compensare în variațiile curenților prin cele două ramuri ale impedanței de sarcină și caracteristica amplitudine-frecvență devine uniformă într-o bandă mai largă.

Caracteristicile amplitudine-frecvență și de timp de trecere ale unui etaj de amplificare cu corecție derivație sînt reprezentate în fig. 6.10, *C*. Pentru ca aceste caracteristici să nu depindă de frecvența limită particulară fiecărui amplificator, axa orizontală a fost gradată în frecvență normată, care este raportul frecvenței reale față de frecvența limită f_s a etajului necorectat. Caracteristica de timp de trecere este înmulțită cu frecvența limită f_s, astfel că, pentru aflarea valorii absolute a timpului de trecere cifrele de pe ordonată trebuie împărțite cu f_s.

Caracteristicile depind de parametrul Q, egal cu :

$$Q = \frac{L_1}{C_0 R_a^2}. \qquad (6.10)$$

Din figură se observă că cea mai uniformă caracteristică amplitudine-frecvență se obține pentru $Q = 0{,}414$. Pentru $Q > 0{,}414$ amplificarea la frecvențe înalte devine mai mare decît la frecvențe mijlocii și, deși timpul de creștere al impulsurilor se îmbunătățește, apar supracreșteri. Timpul de trecere cel mai constant cu frecvența se obține pentru $Q = 0{,}32$. În practică se alege un Q cuprins între 0,32 și 0,414, astfel încît să rezulte un compromis satisfăcător între o bună caracteristică amplitudine-frecvență și un timp de trecere cît mai constant.

Un alt circuit de corecție, denumit de corecție serie, este arătat în fig. 6.11. Inductanța L_2, introdusă între ieșirea etajului amplificator și intrarea etajului următor, împarte capacitățile parazite în două părți : C_1, compus din capacitatea de ieșire și capacitatea de montaj C_{m1}, și C_2, suma capacității C_{intr} și a capacității de montaj C_{m2}. Deci :

$$C_1 = C_{ies} + C_{m1} \qquad \text{și} \qquad C_2 = C_{intr} + C_{m2}.$$

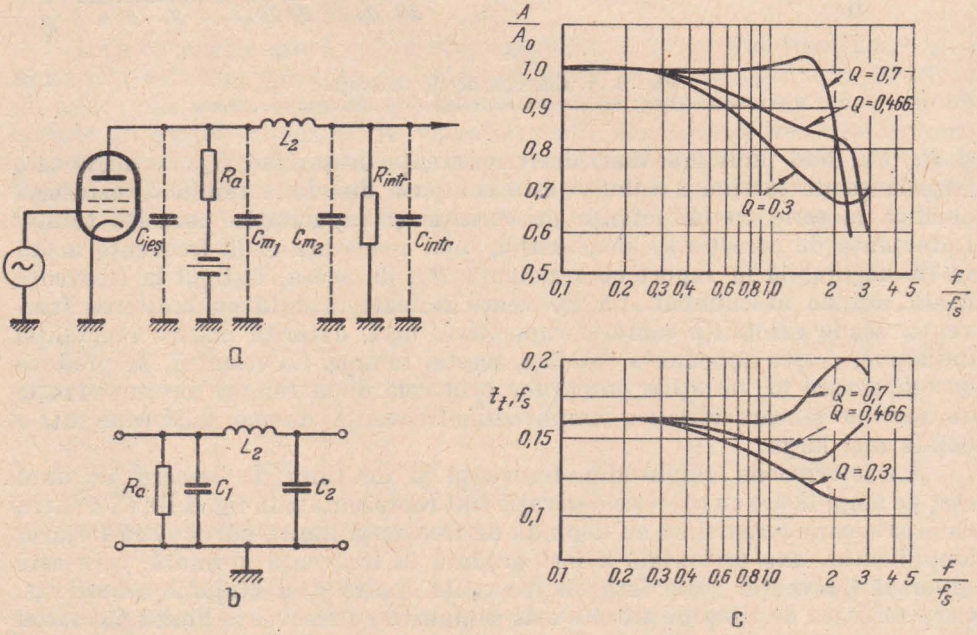


Fig. 6.11. Corecția serie :
a — schema etajului; *b* — circuitul echivalent; *c* — caracteristicile obținute.

Arhiva digitala SaDAng

Evident, suma capacităților parazite este egală cu C_0 — capacitatea parazită a etajului necorectat:

$$C_0 = C_1 + C_2.$$

Caracteristicile amplificatorului cu corecție serie depind de modul în care se împarte capacitatea totală C_0 între C_1 și C_2. Caracteristicile din fig. 6.11, *c* corespund cazului $C_2 = 0{,}67\,C_0$. Parametrul Q este definit ca în cazul precedent:

$$Q = \frac{L_2}{C_0 R_a^2}.$$

Se constată că performanțele sînt întrucîtva superioare celor date de corecția derivație. Însă, pentru raportul C_2/C_0, întîlnit frecvent în practică, timpul de trecere nu este suficient de constant, așa că pînă la urmă performanțele sînt comparabile cu cele ale corecției derivație.

Un sistem de corecție mult folosit în amplificatoarele de videofrecvență se obține prin combinarea corecției derivație cu cea serie (fig. 6.12). Carac-

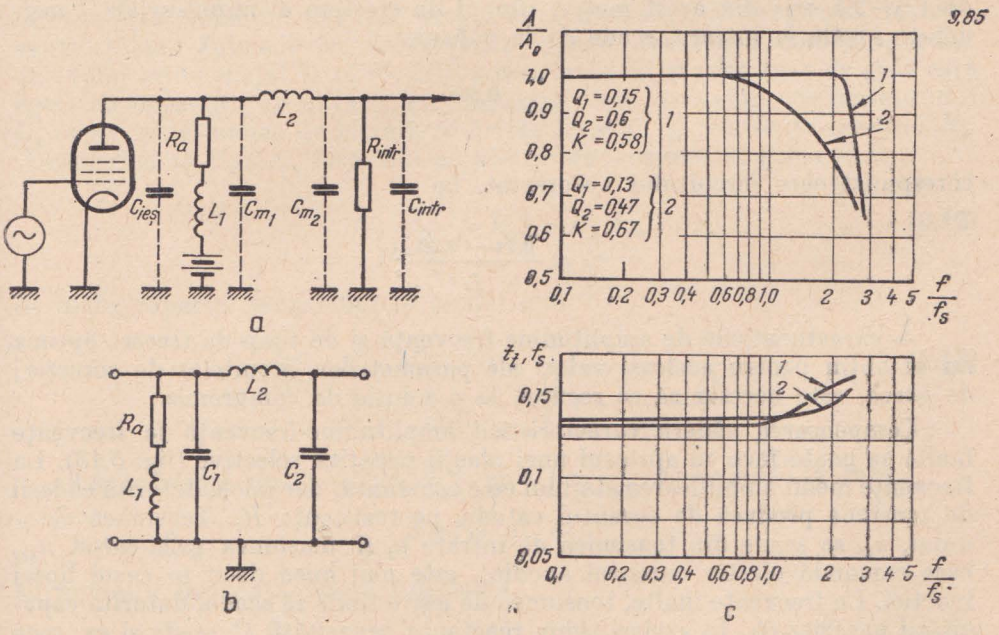


Fig. 6.12. Corecția serie-derivație:
a — schema etajului; *b* — circuitul echivalent; *c* — caracteristicile obținute.

teristicile de amplitudine și de timp de trecere depind de trei parametri:

$$Q_1 = \frac{L_1}{C_0 R_a^2};$$

$$Q_2 = \frac{L_2}{C_0 R_a^2}; \qquad (6.11)$$

$$k = \frac{C_2}{C_1},$$

în care C_1, C_2 și C_0 sînt aceleași ca în cazul precedent. Caracteristicile din fig. 6.12, *c* reprezintă combinațiile de valori ale parametrilor Q_1, Q_2 și k, optime din punctul de vedere al amplificării (curba *1*), respectiv al timpului de trecere (curba *2*).

Schemele descrise se utilizează și în etajele detectoare de videofrecvență, pentru a compensa efectul de șuntare a capacității de intrare a amplificatorului de videofrecvență și de a uniformiza astfel caracteristicile de frecvență.

Rezumînd proprietățile circuitelor de corecție prezentate pînă acum, rezultă:

— produsul cîștig-bandă crește prin utilizarea circuitelor de corecție de 1,5—2,5 ori; din acest motiv, timpul de creștere al impulsurilor, considerate ideale la intrare, scade de la valoarea

$$\tau_f = \frac{0{,}35}{f_s},$$

corespunzătoare circuitului necorectat, la

$$\tau_f = \frac{0{,}14 - 0{,}20}{f_s};$$

— caracteristicile de amplitudine-frecvență și de timp de trecere optime nu se obțin pentru aceleași valori ale parametrilor circuitelor de corecție; de aceea, este necesar să se recurgă la o soluție de compromis.

Compensarea căderii caracteristicii amplitudine-frecvență la frecvențe înalte se poate face cu ajutorul unei reacții negative selective (fig. 6.13). La frecvențe medii amplificarea etajului este constantă, dar mică, datorită căderii de tensiune produsă de curentul catodic pe rezistența R_c. Tensiunea catodului, u_c, se scade din tensiunea de intrare u_i și tensiunea grilă-catod u_{gc}, care comandă efectiv curentul anodic, este mai mică decît în cazul lipsei reacției. La frecvențe înalte, tensiunea de ieșire tinde să scadă, datorită capacității parazite C_0. În același timp, reactanța capacității C_c scade și ea, ceea ce micșorează tensiunea u_c; aceasta produce mărimea tensiunii de comandă u_{gc} și curentul anodic de semnal crește.

Arhiva digitala SaDAng

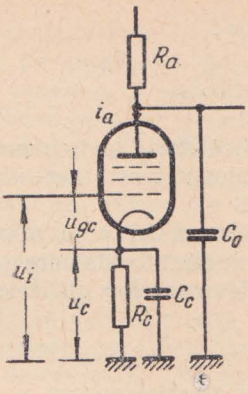


Fig. 6.13. Utilizarea reacției negative selective.

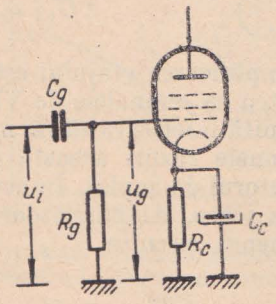


Fig. 6.14. Circuit de cuplaj *RC*.

Un asemenea circuit de corecție este destul de simplu, dar are dezavantajul micșorării cîștigului dat de etaj. Pe lîngă aceasta, micșorarea reacției negative la frecvențe înalte înrăutățește liniaritatea caracteristicii $i_a = f(u_{gc})$, micșorînd domeniul de excitație al tubului.

Etajele de VF sînt cuplate adesea prin circuite *RC* (fig. 6.14), ceea ce înrăutățește caracteristica de amplitudine-frecvență a circuitului la frecvențe joase. Într-adevăr, la frecvențe medii reactanța condensatorului de cuplaj este neglijabilă în raport cu rezistența R_g și tensiunea de grilă este egală cu tensiunea de intrare. La frecvențe joase reactanța condensatorului C_g crește și tensiunea de intrare se divide între C_g și rezistența de grilă R_g. Considerînd că R_g și C_g formează un divizor de tensiune, se poate scrie :

$$U_i\left(\frac{1}{j\omega C_g} + R_g\right) = U_g R_g, \tag{6.12}$$

de unde, raportul tensiunilor în modul este :

$$\left|\frac{U_g}{U_i}\right| = \left|\frac{R_g}{R_g + \frac{1}{j\omega C_g}}\right| = \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{1}{\omega C_g R_g}\right)^2}}. \tag{6.13}$$

La frecvențe medii $\omega C_g R_g \gg 1$ și $U_g \simeq U_i$. Frecvența la care

$$2\pi f_j C_g R_g = 1$$

se numește frecvență limită inferioară :

$$f_j = \frac{1}{2\pi C_g R_g}. \tag{6.14}$$

La această frecvență tensiunea de grilă este:

$$|U_g| = \frac{1}{\sqrt{2}} |U_i| = 0{,}707 |U_i|,$$

adică, amplificarea etajului este cu 3 dB mai mică decît la frecvențe medii.

Pentru ca semnalele de VF să nu fie distorsionate, este necesar ca frecvența limită inferioară să fie mai mică de 10 Hz.

În unele cazuri această condiție conduce la valori prea mari pentru condensatorul de cuplaj. În acest caz se utilizează circuite de corecție pentru frecvențe joase. Amplificatoarele de VF ale televizoarelor utilizează foarte rar asemenea circuite.

6.4. AMPLIFICATORUL DE VIDEOFRECVENȚĂ CU TRANZISTOARE

Amplificatorul video cu tranzistoare, ca și cel echipat cu tuburi electronice, trebuie să asigure la ieșire un semnal de bandă largă și de mare amplitudine, necesar pentru comanda tubului cinescop. Există și tipuri de tuburi cinescop concepute pentru televizoarele cu tranzistoare portabile care asigură un contrast satisfăcător și cu o tensiune de comandă redusă.

Pentru satisfacerea cerințelor impuse, amplificatorul video cu tranzistoare se compune, de obicei, dintr-un etaj final și unul de excitație.

În etajul final se utilizează un tranzistor care trebuie să corespundă anumitor exigențe. Tensiunea maximă dintre emitorul și colectorul său trebuie să fie foarte ridicată, cu 10—15 V mai mare decît tensiunea de atac a tubului cinescop. Caracteristica de frecvență la frecvențe înalte trebuie să fie foarte bună, iar puterea maximă de disipație, însemnată.

Tensiunea maximă între colector și emitor este limitată de fenomene complexe. În principal, străpungerea joncțiunii de colector este determinată de fenomene de multiplicare în avalanșă. Dacă se depășește o anumită tensiune de alimentare, curentul de colector crește puternic, datorită unor ionizări intense ce au loc în joncțiunea de colector. În fig. 6.15, *a* și *b* sînt repre-

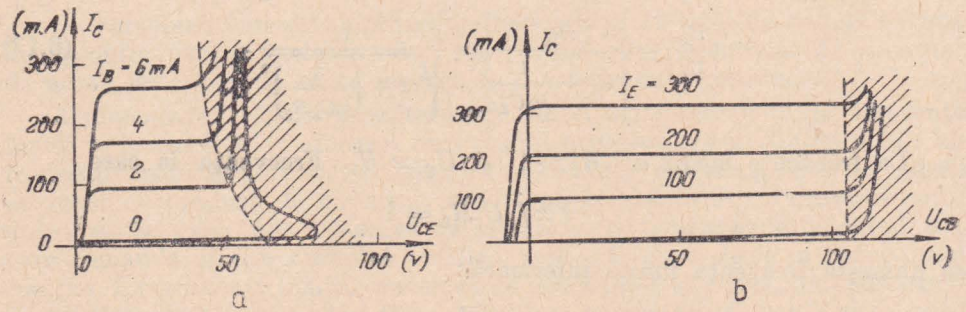


Fig. 6.15. Caracteristicile de curent de colector:
a — pentru montajul cu emitor comun; *b* — pentru montajul cu baza comună.

Arhiva digitala SaDAng

zentate caracteristicile de curent de colector în funcție de tensiunea de colector la un tranzistor conectat cu emitorul la masă, respectiv, cu baza la masă. În zona de avalanșă (porțiunea haşurată) curentul de colector crește foarte rapid. În cazul montajului cu emitorul comun, tensiunea de străpungere prin multiplicare depinde mult de curentul de colector şi de rezistența circuitului de bază. Acest lucru este ilustrat în curba din fig. 6.16. Deoarece rezistența circuitului de bază este determinată de rezistența de ieşire a etajului de excitație, este necesar ca rezistența de ieşire a acestui etaj să fie mică.

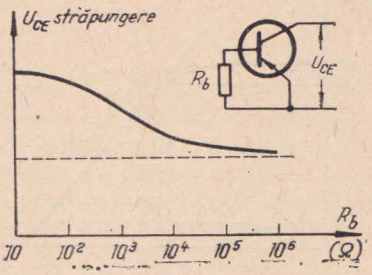


Fig. 6.16. Variația tensiunii de străpungere în funcție de rezistența de bază.

Un alt factor care limitează tensiunea de colector îl constituie efectul de penetrație. O dată cu creşterea tensiunii de colector bariera de potențial dintre bază şi colector se lărgeşte. Deoarece la tranzistoarele de înaltă frecvență baza are o grosime foarte mică la o tensiune de colector destul de redusă, bariera de potențial din bază poate să se lărgească pînă la limita joncțiunii de emitor. Prin aceasta cele două joncțiuni se scurtcircuitează şi curentul de colector crește mult.

Atît fenomenul de multiplicare cît şi cel de penetrație nu defectează în sine tranzistorul, dar, dacă nu se iau măsuri de precauție, curentul intens de colector produce o încălzire excesivă a joncțiunilor, distrugîndu-le.

Caracteristica de înaltă frecvență a tranzistorului este determinată de diferiții săi parametri. Pentru un tranzistor aliat, conectat cu baza la masă, variația cu frecvența a factorului de amplificare în curent este definită de relația :

$$\alpha = \frac{\alpha_0}{\sqrt{1 + \left(\frac{f}{f_\alpha}\right)^2}}, \tag{6.15}$$

unde : α este factorul de amplificare la frecvența f;

α_0 — factorul de amplificare în curent la frecvențe joase;

f_α — frecvența la care factorul de amplificare α scade cu 3 dB în raport cu valoarea sa de la frecvențe joase.

Frecvența limită f_α este determinată de construcția tranzistorului.

Dacă acelaşi tranzistor se montează cu emitorul la masă, frecvența limită a factorului de amplificare în curent scade mult, la :

$$f_\beta = \frac{\alpha_0}{1 - \alpha_0} f_\alpha . \tag{6.16}$$

Tranzistoarele moderne, care se fabrică cu tehnologii mai complicate (drift, mesa) au o comportare la frecvențe înalte ce nu mai poate fi definită

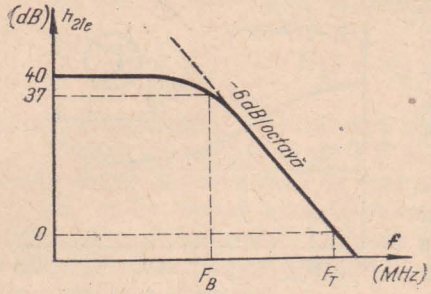


Fig. 6.17. Variația parametrului h_{21e} cu frecvența.

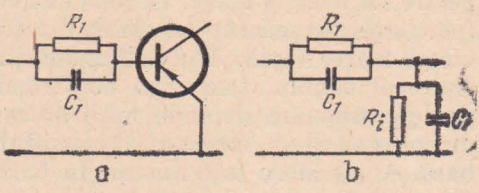


Fig. 6.18. Corecția cu grup RC:
a — schema de principiu; *b* — circuitul echivalent.

prin cîte o singură frecvență f_α sau f_β. Se constată însă și la aceste tranzistoare că amplificarea de curent în montaj cu emitorul la masă, h_{21e}, scade, la frecvențe suficient de mari, cu o pantă constantă, ce nu depinde de tipul tranzistorului considerat (fig. 6.17). În această zonă produsul cîștig-bandă rămîne constant. Frecvența la care factorul de amplificare h_{21e} devine egal cu unitatea se numește frecvență de tranziție, notată cu f_T. Pentru zona cu pantă constantă factorul cîștig-bandă al tranzistorului este egal cu

$$h_{21e} \cdot f = f_T.$$

Această valoare nu se atinge în practică, din cauza capacităților parazite introduse de celelalte elemente ale circuitului. Lărgimea de bandă a etajului este determinată de mărimea rezistenței de sarcină, dar este totdeauna mai mică decît f_T.

Valoarea rezistenței de sarcină a etajului final este în practică de cîțiva kiloohmi, din care cauză curentul de emitor, necesar obținerii semnalului de ieșire, este de zeci de miliamperi. De aceea, tranzistoarele utilizate în etajele finale trebuie să aibă o putere de disipație importantă.

Spre deosebire de tuburi, capacitățile de intrare și de ieșire ale unui tranzistor în montaj cu emitorul comun sînt mult diferite între ele. Capacitatea de ieșire a unui tranzistor pentru amplificatoare de VF, în general, nu depășește 10 pF, pe cînd capacitatea de intrare dinamică poate fi mai mare de 100 pF. Această capacitate mare de intrare îngreunează conectarea tranzistorului etajului final la sursa de semnale (detector). Pentru a avea o frecvență limită a circuitului de intrare suficient de mare, trebuie ca rezistența sursei de semnale să fie foarte mică. Acest lucru se poate realiza, de exemplu, prin intercalarea între sursa de semnale și etajul amplificator a unui transformator de impedanță, format dintr-un tranzistor în montaj de repetor pe emitor (*CC*).

Uneori se utilizează un circuit de corecție ca în fig. 6.18, *a*, constituit dintr-un grup R_1C_1, conectat în serie cu baza tranzistorului. Acest grup formează, împreună cu rezistența și capacitatea de intrare a tranzistorului (R_i și C_i) un divizor de tensiune rezistiv-capacitiv.

Arhiva digitala SaDAng

Dacă se îndeplinește egalitatea

$$R_1C_1 = R_iC_i,$$

atunci factorul de divizare nu depinde de frecvență. Dacă la intrarea circuitului de corecție se aplică un semnal avînd tensiunea constantă cu frecvența, atunci tensiunea bazei care comandă curentul de colector nu va depinde de frecvență. În realitate, însă, generatorul de semnale nu este de tensiune constantă și capacitatea echivalentă a divizorului va produce micșorarea tensiunii de semnal la frecvențe înalte. Dar cum capacitatea echivalentă a divizorului este

$$\frac{C_1C_i}{C_1 + C_i} < C_i,$$

frecvența limită a circuitului de bază va fi mai mare decît pentru circuitul fără corecție. Evident, amplificarea etajului la frecvențe medii este mai mică decît fără corecție, proporțional cu factorul de divizare.

În circuitul de colector al etajului final cu tranzistor, capacitățile parazite au același ordin de mărime ca și în cazul amplificatorului cu tuburi. De aceea, lărgirea benzii circuitului de colector se face cu ajutorul circuitelor de corecție descrise în paragraful precedent. Pe lîngă acestea, se utilizează și reacția negativă de curent. În fig. 6.19 se prezintă caracteristicile unui etaj de amplificare în montaj cu emitorul comun, necorectat, corectat cu o reacție negativă aperiodică, sau corectat cu reacție selectivă (cu R_e și C_e). Reducerea gradului de reacție negativă la frecvențe înalte, datorită scăderii reactanței condensatorului C_e, conduce la o limitare a posibilităților de excitare la aceste frecvențe. Acest inconvenient este micșorat prin conectarea capacității de reacție numai pe o porțiune a rezistenței de emitor (fig. 6.20).

În concluzie, tranzistorul utilizat în etajul final video trebuie să aibă următorii parametri:

— amplificare de curent suficient de ridicată, pentru realizarea unei amplificări suficiente;

— frecvență de tranziție f_T ridicată;

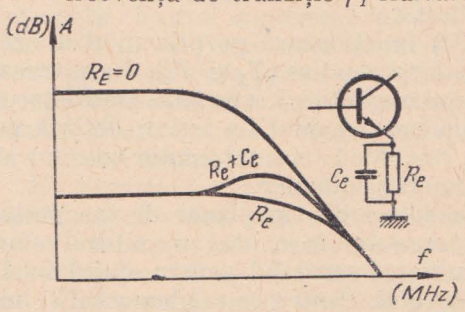


Fig. 6.19. Caracteristicile amplitudine-frecvență ale unui etaj cu emitor comun cu reacție negativă.

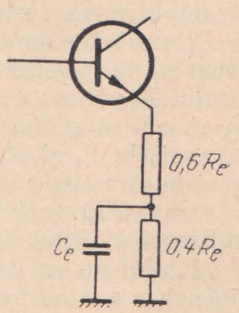


Fig. 6.20. Conectarea capacității de reacție pe o porțiune a rezistenței de emitor.

— tensiune de colector mare;
— putere de disipație mare.

Deoarece tranzistoarele cu germaniu nu îndeplinesc aceste condiții, în etajele finale video se utilizează tranzistoare cu siliciu, realizate printr-o tehnologie modernă, de obicei planar. Aceste tranzistoare au tensiuni maxime de colector de peste 100 V, frecvența de tranziție de peste 100 MHz, iar puterea de disipație de 0,5—1,5 W. Tipul acestor tranzistoare este, de obicei, *npn*. Pentru exemplificarea celor de mai sus, în tabelul 6.2 se dau parametrii unor tranzistoare cu siliciu utilizate în etajele finale video.

Tabelul 6.2

Tipul tranzistorului	Tehnologia	U_{CB} V	I_c mA	h_{21e}	f_T MHz	P_d mW	Forma producătoare
BFY13	E,Pl	80	350	20...300	180	550	Siemens
BFY14	E,Pl	100	250	20...300	180	550	Siemens
BF110	Pl	145	30	30	150	600	Siemens
BF114	Pl	135	40	20	80	565	Telefunken
SFT 186	M	120	—	15	140	600	C.S.F.

Notă. *E* — epitaxial, Pl — planar, *M* — mesa.

Există și scheme de etaje finale, în care în locul unui singur tranzistor de tensiune mare se utilizează două, sau chiar mai multe tranzistoare de tensiune mai redusă.

Într-o soluție prezentată în fig. 6.21 se utilizează montajul cascodă. Unul dintre tranzistoare (T_1) este conectat în montajul cu baza comună, pentru a admite o tensiune de colector mai ridicată și a asigura o bandă mai largă. Acest tranzistor nu produce amplificare de curent; de aceea el este conectat în circuitul de colector al tranzistorului T_2, în montaj cu emitorul comun. Al doilea tranzistor are o amplificare de tensiune apropiată de unitate, dar asigură un cîștig de curent și o impedanță de intrare ridicate, astfel că amplificarea globală se obține ridicată.

Un alt tip de etaj final (fig. 6.22) funcționează pe principiul divizării tensiunii de colector între două tranzistoare identice (T_1 și T_2). Baza tranzistorului T_2 primește semnalul de la etajul excitației, iar pe baza tranzistorului T_1 se aplică o tensiune proporțională cu semnalul de ieșire, divizat prin rezistențele R_1 și R_2. Dacă $R_1 = R_2$, cele două tensiuni emitor-colector sînt aproximativ egale, atît în regim static cît și dinamic.

Prin utilizarea tranzistoarelor cu siliciu de tip planar devine posibilă realizarea etajului final cu un singur tranzistor, în montaj cu emitorul comun.

Etajul de excitație trebuie să furnizeze semnalul pentru etajul final și să asigure o bună funcționare a detectorului. Pentru ca randamentul și liniaritatea detectorului să fie bune, el trebuie să lucreze pe o impedanță de sarcină suficient de mare, ceea ce nu poate oferi un tranzistor cu emitor comun. De aceea, tranzistorul etajului de excitație se conectează în montaj de repe-

Arhiva digitala SaDAng

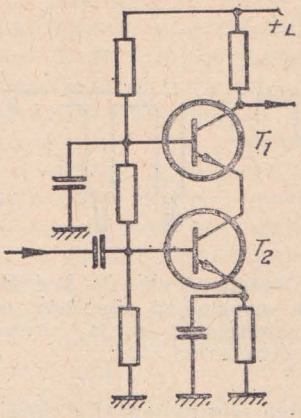


Fig. 6.21. Etaj final cu două tranzistoare în montaj cascodă.

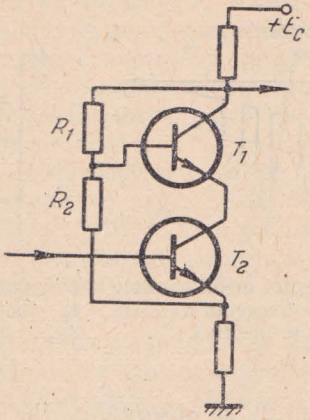


Fig. 6.22. Etaj final de tip lanț.

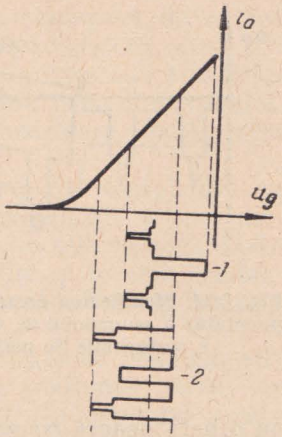


Fig. 6.23. Plaja de excitație a unui etaj cu cuplaj *RC*.

tor pe emitor, montaj care are și avantajul unei impedanțe de ieșire foarte mici, necesară pentru mărirea tensiunii de colector a etajului final și obținerea unei lărgimi de bandă maximă.

De aceea, etajul de excitație, în practică este format dintr-un repetor pe emitor. Amplificarea de tensiune a unui asemenea etaj este în mod obișnuit 0,8—0,9, dar amplificarea de curent este ridicată.

Menționăm că există tranzistoare care permit realizarea amplificatorului de videofrecvență cu un singur etaj.

6.5. CUPLAJUL ETAJELOR DE VIDEOFRECVENȚĂ CU TUBURI

Problema cuplajului dintre etajele de VF nu a fost pînă acum definitiv soluționată. Există argumente pentru cuplajul de curent continuu, dar și în defavoarea sa. Vom trece în revistă cîteva dintre problemele principale, cu excepția celor care țin de excitația tubului cinescop, acestea făcînd obiectul capitolului următor. În cele ce urmează presupunem că semnalul de ieșire din amplificatorul de VF este negativ, adică are nivelul de negru spre tensiune pozitivă maximă.

Un argument important în favoarea cuplajului direct între detector și amplificatorul video este acela că amplificatorul cu cuplaj *RC* necesită o plajă de excitație mai mare. Acest neajuns este ilustrat în fig. 6.23. Datorită cuplajului *RC* se elimină componența de curent continuu a semnalului video. Din această cauză vîrfurile impulsurilor de sincronizare nu vor mai fi aliniate la o tensiune fixă, ci se schimbă în funcție de iluminarea medie a scenei. Dacă se ia, de exemplu, un semnal corespunzător unei imagini negre străbătută de o dungă albă (semnalul *1*) și altul corespunzător imaginii albe

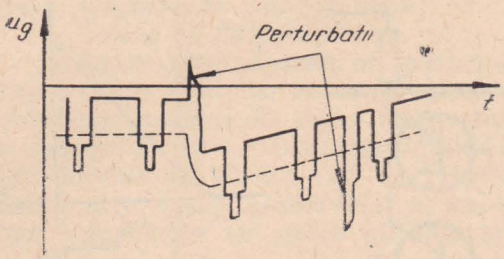


Fig. 6.24. Modificarea componentei medii (cu linie punctată) a semnalului de videofrecvență de către o perturbație de polaritate pozitivă.

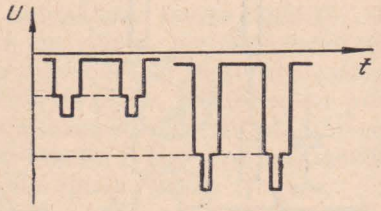


Fig. 6.25. Modificarea nivelului de negru la variația amplitudinii semnalelor de frecvență intermediară de la intrarea detectorului video.

cu o bară neagră (semnalul 2), se observă că din cauza componentelor medii diferite vîrfurile impulsurilor sînt decalate. Acest lucru conduce la necesitatea unui domeniu de excitație liniară a amplificatorului cu aproximativ 50% mai mare decît în cazul cuplajului direct.

Circuitele de cuplaj de curent continuu prezintă avantajul unei sensibilități mai mici față de perturbații. Impulsurile parazite pozitive sînt tăiate prin acțiunea curentului de grilă fără ca acesta să provoace o dezaxare a semnalului util.

În cazul cuplajului *RC*, curentul de grilă provocat de perturbații încarcă condensatorul de cuplaj, modificînd brusc iluminarea medie a ecranului (fig. 6.24). Iluminarea medie revine la valoarea inițială numai după un interval de timp destul de mare, determinat de constanta de timp a circuitului de grilă. Impulsurile perturbatoare negative, de amplitudine mare, produc tăierea curentului anodic al tubului, dar nu modifică imaginea după încetarea lor.

Din punctul de vedere al stabilității cu temperatura, amplificatoarele cu tranzistoare avînd cuplaj direct sînt defavorabile. Deriva etajului de excitație este amplificată de etajul final, înrăutățind stabilitatea punctului de funcționare de curent continuu. Aceasta poate duce la deplasarea semnalului pe porțiuni mai puțin liniare ale caracteristicilor sau, în cazuri extreme, la distrugerea tranzistorului final, prin depășirea disipației maxime. Deriva nu este totuși prea supărătoare în cazul etajelor de excitație cu repetor pe emitor, stabilitatea termică a acestora fiind bună.

Un alt dezavantaj al cuplajului direct rezidă în greutatea menținerii constante a nivelului de alb în raport cu funcționarea RAA-ului și a reglajului manual de contrast. Gradul de modulație al albului fiind de circa 10%, nivelul de alb va fi foarte puțin influențat de acțiunea circuitului de RAA (fig. 6.25). În schimb, nivelul de negru (modulație 75%) va fi modificat substanțial. Ori, tocmai nivelul de negru ar trebui să rămînă constant la electrodul de comandă al cinescopului, reglajul de sensibilitate și de contrast trebuind să acționeze în principal asupra nivelului de alb.

Arhiva digitala SaDAng

Din punctul de vedere al circuitelor, realizarea cuplajului de curent continuu nu prezintă dificultăți în cazul amplificatorului video cu un singur tub. Detectorul se poate conecta nemijlocit la grila de comandă a tubului amplificator, iar electrodul de comandă al cinescopului, la anodul tubului. Situația este similară la amplificatorul video cu tranzistoare, dacă etajul de excitație este un repetor pe emitor.

Există televizoare cu amplificatoare video cuplaj *RC* completate cu dispozitive de fixare a nivelului de negru. Schema simplificată a unui asemenea dispozitiv se arată în fig. 6.26, *a*. Funcționarea lui este simplă : dioda *D* se deschide în timpul impulsurilor de sincronizare linii și încarcă condensatorul C_1. În timpul transmiterii semnalelor de imagine dioda polarizată invers nu conduce (fig. 6.26, *b*).

Astfel, indiferent de mărimea semnalelor și de conținutul imaginii, vîrfurile impulsurilor de sincronizare sînt menținute la tensiunea masei, iar nivelul de negru este aproape constant. Dezavantajul dispozitivului constă în mărirea capacităților parazite ale circuitului anodic și în sensibilitatea față de perturbații. La apariția unui impuls pozitiv puternic, condensatorul C_1 se încarcă brusc și nivelul de negru deviază. Circuitul se poate îmbună-

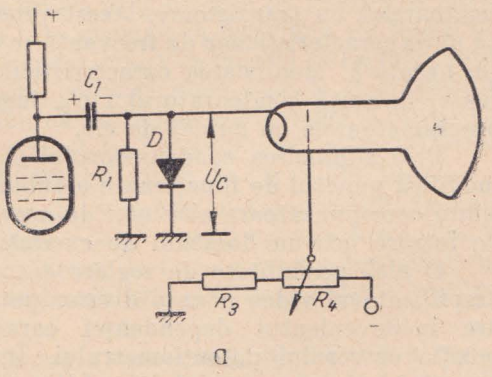
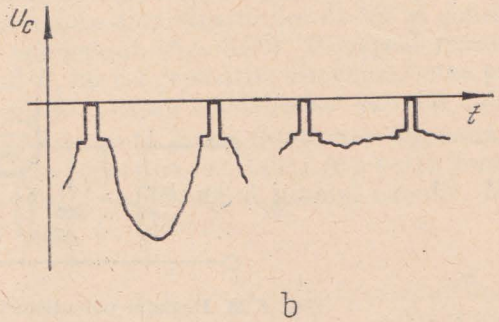
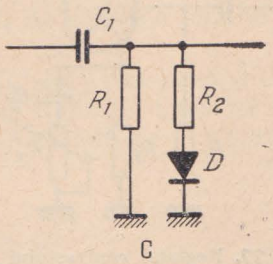


Fig. 6.26. Circuit de fixare a nivelului de negru :
a — schema circuitului; *b* — forma tensiunii pe catodul cinescopului; *c* — îmbunătățirea circuitului.





tăți prin introducerea rezistenței R_2 (fig. 6.26, *c*) în serie cu dioda. Această rezistență limitează curentul de încărcare a condensatorului C_1 în timpul impulsurilor parazite, micșorînd efectul lor, dar înrăutățește întrucîtva stabilitatea nivelului de negru. Prin conectarea rezistenței R_2 în serie cu dioda se mai obține și avantajul că se separă capacitatea parazită a diodei de circuitul semnalului video.

6.6. REGLAJUL DE CONTRAST ÎN AMPLIFICATORUL DE VIDEOFRECVENȚĂ

Reglajul de contrast trebuie să permită modificarea amplitudinii semnalelor de la ieșirea amplificatorului de VF în raport de aproximativ 1 : 10. El se poate realiza în mai multe feluri.

Un procedeu de reglaj al contrastului face uz de reacția negativă a amplificatorului video (fig. 6.27). Reacția negativă din catodul tubului poate fi modificată cu ajutorul rezistenței reglabile R_2. Pentru ca negativitatea tubului să nu se schimbe o dată cu reglarea contrastului, rezistența R_2 este separată de componenta continuă a curentului din catod prin condensatorul C_2. Același circuit dispus în emitorul tranzistorului se utilizează și în cazul amplificatoarelor cu tranzistoare. Acest procedeu, deși simplu, are dezavantajul că alura caracteristicilor de frecvență se schimbă în funcție de gradul de reacție negativă. Modificarea caracteristicilor amplificare-frecvență la frecvențe joase, datorită condensatorului C_2, îngreunează utilizarea acestui reglaj la amplificatoarele cu cuplaj de c.c.

Prin eliminarea condensatorului C_2, o dată cu reglarea contrastului se modifică punctul de funcționare a tubului, ceea ce duce la schimbarea tensiunii corespunzătoare nivelului de negru și la pericolul de a plasa semnalul de intrare într-un domeniu de excitație neliniar.

O altă posibilitate de reglare a contrastului constă în introducerea în amplificatorul video a unui divizor potențiometric reglabil. Și acest circuit are inconvenientul dependenței caracteristicii amplitudine-frecvență de poziția cursorului potențiometrului. Într-adevăr, dacă potențiometrul este conectat la intrarea etajului final (fig. 6.28), capacitatea de intrare formează

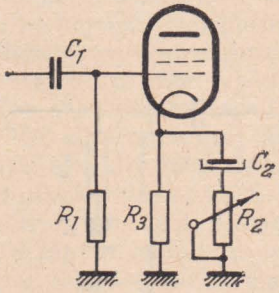


Fig. 6.27. Reglajul contrastului prin modificarea reacției negative.

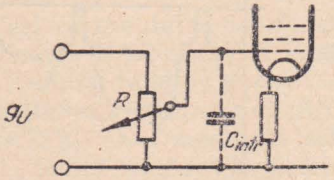


Fig. 6.28. Reglajul potențiometric al contrastului la un amplificator cu tub.

Arhiva digitala SaDAng

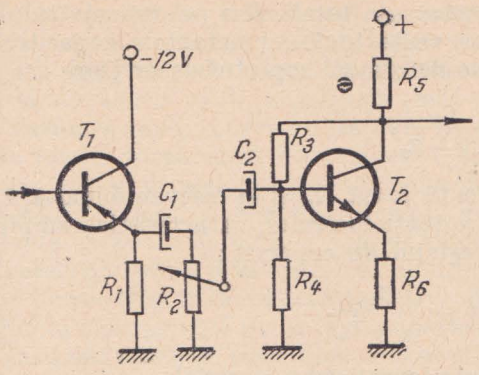


Fig. 6.29. Reglajul contrastului cu ajutorul unui potențiometru de mică valoare, conectat la ieșirea unui repetor pe emitor.

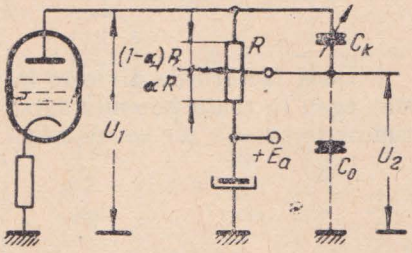


Fig. 6.30. Reglajul contrastului cu ajutorul divizorului compensat.

cu rezistența echivalentă a potențiometrului un circuit *RC* trece-jos. Frecvența limită a acestui circuit depinde invers proporțional de rezistența echivalentă a potențiometrului; de aceea este necesar ca frecvența de tăiere în situația cea mai defavorabilă (cursorul aproximativ la mijloc) să fie mai mare decît frecvența video maximă. Această condiție duce însă la o rezistență atît de mică pentru potențiometru, încît ea nu se mai poate conecta la ieșirea detectorului. De aceea, reglajul de contrast cu un simplu potențiometru nu are importanță practică pentru amplificatorul video cu un singur tub.

Montajul se poate utiliza la circuitele echipate cu tranzistoare, la ieșirea de mică impedanță a etajului excitator — în montaj cu colectorul comun (fig. 6.29). Condensatorul C_1 elimină căderea de tensiune pe potențiometru, care ar duce la schimbarea bruscă a strălucirii imaginii în momentul reglării contrastului.

În televizoarele moderne se utilizează o variantă îmbunătățită a reglajului potențiometric de contrast, care reduce în limite admisibile modificările caracteristicii de amplitudine-frecvență. Dispozitivul se conectează, de obicei, la ieșirea amplificatorului de VF și constă dintr-un divizor rezistiv-capacitiv compensat (fig. 6.30). Divizorul rezistiv este constituit din potențiometrul R, iar cel capacitiv, din capacitatea parazită de intrare a tubului cinescop C_0 și dintr-un condensator variabil C_k.

La frecvențe joase, reactanțele capacităților C_0 și C_k sînt mari și se pot neglija în raport cu rezistența R a potențiometrului. Raportul tensiunii de pe electrodul de comandă al tubului catodic, U_2 și a tensiunii de la ieșirea etajului final, U_1 este:

$$\frac{U_2}{U_1} = k_j = \frac{\alpha R}{\alpha R + (1-\alpha) R} = \alpha,$$

unde prin α s-a notat fracțiunea din rezistența totală R a potențiometrului, cuprinsă între cursor și masă. La frecvențe înalte, reactanțele capacitive scad atît de mult, încît în principal ele determină raportul de divizare

$$k_s = \frac{C_k}{C_k + C_0},$$

Dacă factorii de divizare la frecvență joasă, k_j, și la frecvență înaltă, k_s sînt egali în toate pozițiile cursorului potențiometrului, caracteristica amplitudine-frecvență nu se modifică cu reglajul de contrast:

$$k_j = k_s = \alpha = \frac{C_k}{C_k + C_0}.$$

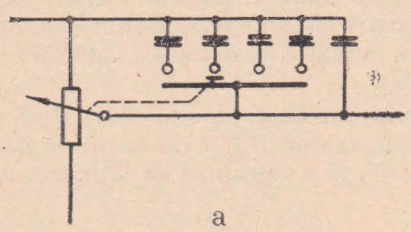
de unde rezultă legea de variație a condensatorului variabil

$$C_k = \frac{\alpha}{1 - \alpha} C_0.$$

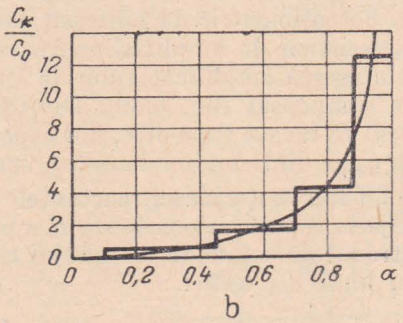
Dacă potențiometrul de contrast are caracteristica liniară, α este proporțional cu unghiul de rotire al axului. Un condensator variabil a cărei capacitate să varieze în funcție de unghiul de rotire al axului după legea de mai sus trebuie să aibă o construcție deosebită; de aceea, în practică se preferă utilizarea unui comutator cu 3—4 contacte, cuplat pe același ax cu potențiometrul. Comutatorul introduce în așa fel capacitățile în circuit, încît să aproximeze prin trepte caracteristica teoretică (fig. 6.31).

Dacă circuitul de grilă a tubului amplificator este astfel proiectat, încît negativarea corespunzătoare nivelului de negru să fie apropiată de tensiunea de tăiere a curentului anodic, atunci în circuitul anodic tensiunea corespunzătoare negrului este aproape egală cu tensiunea de alimentare anodică E_a. De aceea, prin reglarea contrastului, nivelul de negru se schimbă neglijabil.

O asemenea situație este realizabilă la un amplificator cu tranzistor la care caracteristica $i_c = f(i_b)$ este destul de liniară și la curenți foarte mici.



a



b

Fig. 6.31. Înlocuirea condensatorului variabil de compensare prin capacități comutabile: *a* — circuitul utilizat; *b* — caracteristica de variație ideală și cea reală.

Arhiva digitala SaDAng

În cazul etajului cu pentodă, caracteristica $i_a - u_g$ se curbează în apropierea negativării de tăiere; de aceea, nivelul de negru trebuie situat la o negativare mai mică. Tensiunea anodică corespunzătoare nivelului de negru diferă mult de tensiunea de alimentare și nivelul de negru devine dependent de reglajul de contrast. Această dependență se poate elimina și pentru amplificatoarele cu tuburi prin utilizarea unui montaj în punte (fig. 6.32). Potențiometrul de reglaj al contrastului nu se mai conectează la tensiunea anodică, ci în diagonala unei punți formată din rezistența internă a tubului, rezistența de sarcina anodică și rezistențele R_1 și R_2. Valorile acestor două rezistențe se stabilesc astfel, încît tensiunea din punctul B față de masă să fie egală cu tensiunea anodică a tubului, corespunzătoare nivelului de negru. Astfel, la nivelul de negru tensiunea între punctele A și B este nulă și reglajul de contrast nu afectează acest nivel. În montajul de față, tubul funcționează în bune condiții de liniaritate, indiferent de poziția reglajului de contrast, amplitudinea semnalului din anod fiind constantă.

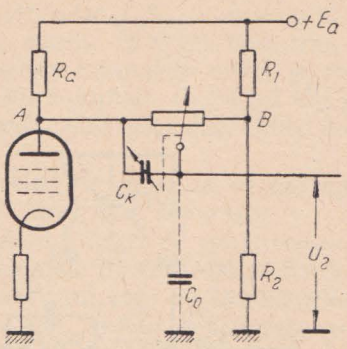


Fig. 6.32. Reglajul potențiometric compensat în montaj de punte.

6.7. SEPARAREA FRECVENȚEI INTERMEDIARE SUNET ȘI OBȚINEREA IMPULSURILOR PENTRU SINCRONIZARE

Ca rezultat al bătăilor care se produc la detectorul video între purtătoarea de imagine și cea de sunet, la marginea superioară a spectrului semnalului video apare o oscilație de 6,5 MHz, modulată în frecvență de programul însoțitor de sunet. Această oscilație este despărțită de semnalul video, amplificată într-un al doilea amplificator de frecvență intermediară și demodulată. Separarea se poate face în mai multe locuri: la detector, în amplificatorul de VF sau la ieșirea acestuia.

Separarea frecvenței intermediare sunet la detecție se face cu ajutorul unui circuit LC, care joacă rolul de circuit de rejecție în canalul de imagine și de circuit selectiv pentru primul etaj de frecvență intermediară sunet. Schema unui asemenea circuit este reprezentată în fig. 6.33. Condensatorul C_4 și inductanța L_3 formează circuitul acordat al primului amplificator de frecvență intermediară sunet. Cuplajul cu detectorul este realizat prin capacitatea C_3. Pentru a nu amortiza prea mult detectorul, capacitatea de cuplaj C_3 se alege mică. De aceea, pentru a asigura atenuarea necesară sunetului pe calea de imagine, se introduce un circuit suplimentar de rejecție (L_4 și C_6) acordat pe 6,5 MHz. Dezavantajul acestui mod de separare este nivelul redus al semnalelor de sunet căpătate.

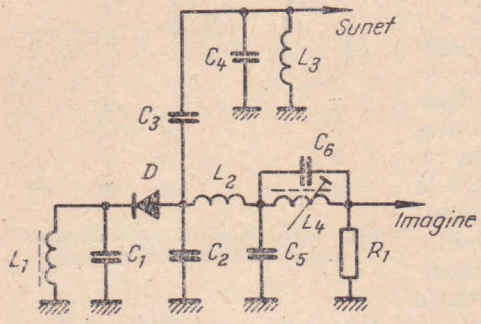


Fig. 6.33. Extragerea frecvenței intermediare sunet la detector.

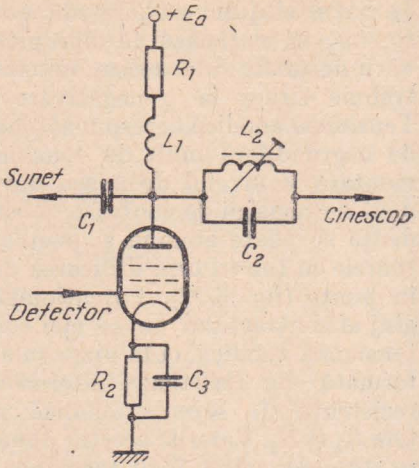


Fig. 6.34. Extragerea purtătoarei de sunet din anodul amplificatorului video.

Pentru a se obține un semnal mai mare, frecvența intermediară sunet se separă după amplificatorul de videofrecvență (fig. 6.34). Circuitul de rejecție în acest caz se conectează la ieșirea amplificatorului (L_2, C_2). Acest montaj are uneori dezavantaje. Dacă amplificatorul nu lucrează în porțiunea liniară a caracteristicii de grilă, apare o intermodulație a semnalului video și de sunet și purtătoarea de sunet din anod se modulează puternic în amplitudine, în special cu componente de 50 Hz. Un alt dezavantaj constă în dependența amplitudinii purtătoarei de sunet de reglajul de contrast, dacă acest reglaj este dispus înaintea ieșirii din amplificatorul video.

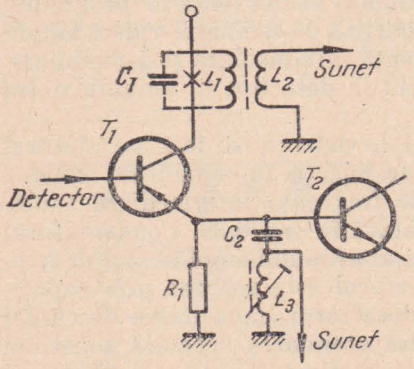


Fig. 6.35. Extragerea purtătoarei de sunet la amplificatorul video cu tranzistoare.

În amplificatorul video cu tranzistoare, care are două etaje, frecvența intermediară de sunet se poate separa după etajul de excitație (fig. 6.35). Conectînd în emitorul tranzistorului T_1 un circuit serie acordat pe frecvența intermediară sunet, se produce simultan rejectarea acestuia din canalul de imagine și separarea ei pentru amplificatorul de frecvență intermediară sunet. Purtătoarea astfel obținută este amplificată în curent față de mărimea ei de la detector, iar pericolul de intermodulație este neglijabil, avînd în vedere buna liniaritate a tranzistorului în montaj cu colectorul comun. Dacă se întrerupe circuitul de colector al

Arhiva digitala SaDAng

aceluiași tranzistor și se intercalează un circuit derivație L_1C_1, devine posibilă o amplificare substanțială a purtătoarei de sunet. În acest caz, tranzistorul T_1 funcționează ca repetor pe emitor pentru semnalele video și ca amplificator obișnuit pentru frecvența intermediară sunet. Circuitul C_2L_3 trebuie menținut și în acest caz, pentru eliminarea sunetului din calea de imagine.

Impulsurile pentru sincronizarea generatoarelor de deflexie se extrag din semnalul de videofrecvență prin intermediul unui etaj separator.

Pentru buna funcționare, acest etaj necesită impulsuri cu amplitudine suficient de mare și constantă, independent de reglajele de contrast și RAA. Polaritatea semnalului video care convine separatorului este cu impulsurile de sincronizare în sus, în cazul unui televizor cu tuburi. Circuitele separatoare cu tranzistoare pot funcționa cu impulsuri de oricare polaritate, în funcție de tipul tranzistoarelor utilizate (*p n p* sau *n p n*).

În toate cazurile, prin conectarea circuitului separator se măresc capacitățile parazite ale amplificatorului video. Pentru a diminua creșterea capacității parazite, se obișnuiește a se intercala o rezistență de 10—20 kΩ între amplificatorul video și sincroseparator.

În marea majoritate a televizoarelor, separatorul se conectează la ieșirea amplificatorului video, unde amplitudinea semnalului este mare. La circuitele cu tranzistoare se utilizează uneori și conexiunea la emitorul etajului de excitație, în special în cazul în care contrastul se reglează prin amplificarea etajului final.

6.8. EXEMPLE DE ETAJE DE VIDEOFRECVENȚĂ

Pentru exemplificarea celor arătate anterior, în continuare se prezintă cîteva scheme tipice de etaje de videofrecvență cu tuburi, respectiv tranzistoare.

O primă schemă este aceea a circuitelor de VF ale televizorului „Grigorescu" VS59-633 (fig. 6.36). Detectorul este de tip serie, avînd circuit de corecție serie-derivație, realizat cu inductanțele L_2 și L_3, condensatorul C_1, capacitatea de intrare a tubului amplificator și cu rezistența de detecție R_3. Acest circuit are și rolul de a atenua oscilațiile parazite de frecvență intermediară care apar la ieșirea detectorului. Frecvența intermediară sunet se extrage de la ieșirea detectorului video.

Amplificatorul de VF este cu cuplaj *RC*. Polarizarea grilei de comandă a tubului final se realizează cu ajutorul unei tensiuni negative aplicată rezistenței de grilă R_4 și prin tensiunea ce apare între catod și masă. Reglajul contrastului se face în catod, prin modificarea reacției negative cu ajutorul rezistenței reglabile R_6. Plaja de reglare obținută este destul de mică, de circa 10 dB. O dată cu reglarea contrastului se schimbă și curentul anodic mediu al tubului, totuși luminozitatea imaginii rămîne constantă, întrucît cuplajul între catodul cinescopului și anodul etajului final se face printr-un circuit *RC*. Corecția caracteristicii de amplitudine-frecvență se realizează tot cu

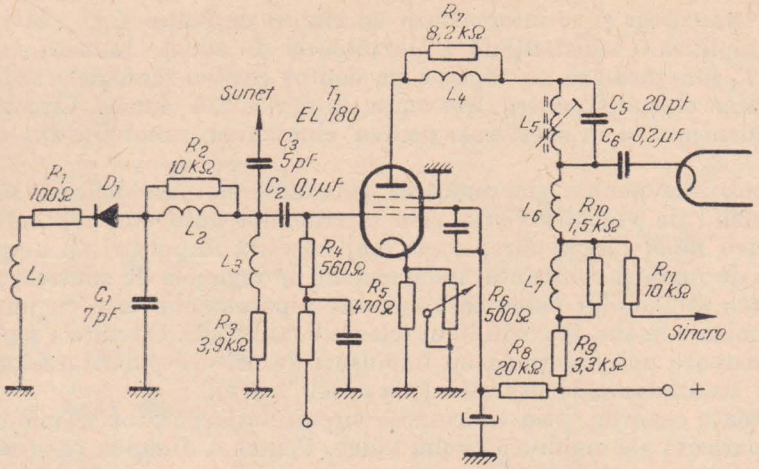


Fig. 6.36. Circuitele de videofrecvență ale televizorului „Grigorescu" VS59-633.

ajutorul unui circuit serie-derivație, cu inductanțele L_4, L_6, L_7. Inductanța derivație a fost secționată (L_6 și L_7) pentru a da posibilitatea conectării optime a etajului de separare a sincroimpulsurilor. Circuitul oscilant derivație C_5L_5, acordat pe frecvența de 6,5 MHz, efectuează rejecția purtătoarei de sunet din semnalele video aplicate cinescopului.

Montajul din fig. 6.37 funcționează cu partea pentodă a unui tub PCL200, având panta de 18 mA/V. El asigură un semnal maxim de ieșire de 90 V_{VV} pentru semnalul detectat de 3V_{VV}. Lărgimea de bandă a etajului este de 4,8 MHz (norma C.C.I.R.), realizată cu circuitul de corecție anodică (induc-

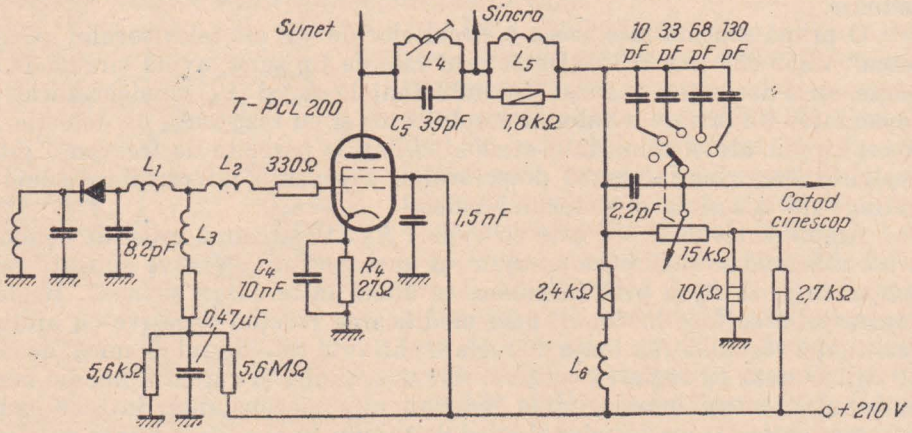


Fig. 6.37. Amplificator video echipat cu un tub PCL200.

Arhiva digitala SaDAng

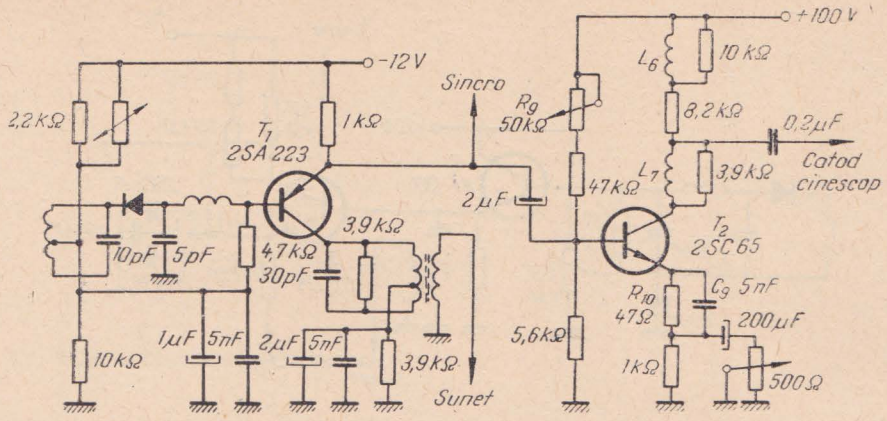


Fig. 6.38. Partea de videofrecvență a televizorului Sanyo 9-TP20.

tanțele L_5 și L_6), prin reacția negativă selectivă (R_4C_4) și corecția în circuitul de sarcină a detectorului. Circuitul de rejecție a sunetului este C_5L_4. Amplificatorul este realizat cu potențiometru compensat, conectat în punte. Tensiunea pozitivă aplicată diodei liniarizează caracteristica de detecție la semnale mici.

Schema din fig. 6.38 reprezintă partea de VF a televizorului portabil „Sanyo", model 9-TP20. Amplificatorul video are două etaje și funcționează cu cuplaj *RC*. Etajul de excitație (T_1) are prevăzut în circuitul de colector filtrul trece-bandă pentru extragerea purtătoarei de sunet. Pentru stabilizarea punctului de funcționare, baza tranzistorului este polarizată printr-un circuit cu termistor. Contrastul se reglează prin modificarea reacției negative a etajului final. De aceea, impulsurile de sincronizare se iau din emitorul etajului de excitație. Corecția caracteristicii de amplitudine-frecvență a etajului final se face cu ajutorul inductanțelor, L_6 și L_7 și a circuitului de reacție negativă $R_{10}C_9$. Reglarea exactă a punctului de funcționare a etajului final se efectuează prin rezistența de polarizare R_9.

Un amplificator video care realizează buni parametri este prezentat în fig. 6.39. Utilizînd foarte puține circuite de corecție el asigură o lărgime de bandă de 5MHz, cu o atenuare mai mică de 1 dB. Timpul de creștere a impulsurilor de ieșire este de 80 ns pentru o tensiune de ieșire de $2V_{VV}$. Supracreșterea impulsurilor este de 5%. Amplificarea de tensiune totală este de 32, tensiunea maximă de ieșire 105 V_{VV}. Reglajul de contrast utilizează un potențiometru necompensat. Pentru a elimina variațiile caracteristicii de frecvență cu reglajul de contrast, în circuitul de emitor al tranzistorului final este introdusă o reacție negativă selectivă, reglabilă în trepte printr-un comutator, acționat simultan cu potențiometrul de contrast.

În fig. 6.40 este dată schema unui amplificator video cu un singur tranzistor.

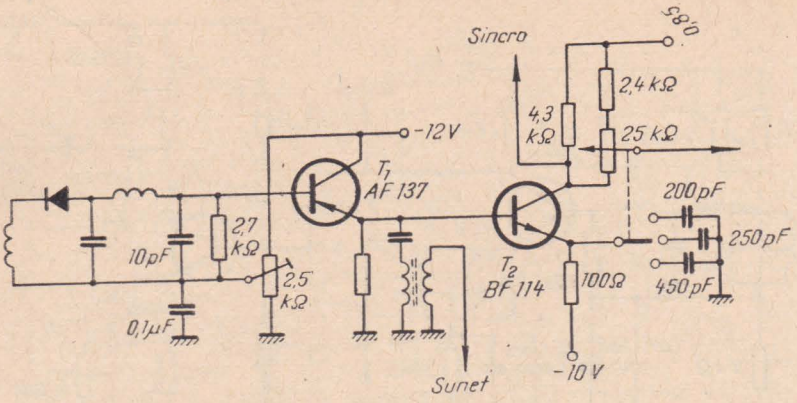


Fig. 6.39. Amplificator de videofrecvență cu două tranzistoare.

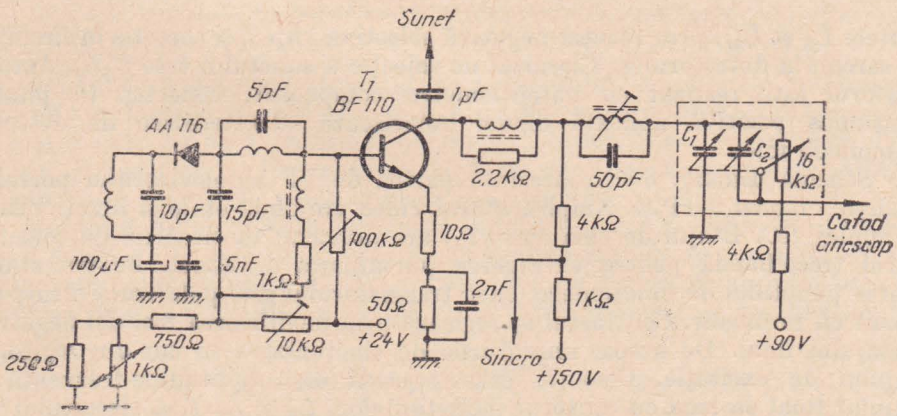


Fig. 6.40. Amplificator de videofrecvență cu un singur tranzistor.

Parametrii deosebiți de buni ai tranzistorului utilizat asigură amplificare suficientă (40). Tensiunea maximă de ieșire este de 120 V_{VV}, caracteristica de frecvență este uniformă pînă la 5 MHz. Contrastul se reglează prin potențiometrul compensat, cu montaj în punte (rezistențele de divizare a tensiunii nu sînt figurate în schemă). Compensarea capacitivă se realizează cu două condensatoare variabile, de construcție specială, de așa manieră, încît capacitatea totală față de masă a circuitului de colector rămîne constantă.

Arhiva digitala SaDAng

CAPITOLUL 7

TUBUL CINESCOP

7.1. TUBUL CINESCOP. PRINCIPII

Tubul cinescop este piesa cea mai importantă, mai scumpă și mai voluminoasă dintr-un receptor de televiziune. Calitatea lui determină în ultimă instanță calitatea imaginii; dimensiunile lui determină dimensiunile și prețul televizorului, iar evoluția lui a determinat în mare parte evoluția restului de piese și subansambluri.

La primele televizoare din epoca experimentală s-au folosit tuburi catodice de osciloscraf cu deflexia electrostatică, avînd ecrane circulare cu diametrul de ordinul a 10 cm. Apoi, o dată cu creșterea dimensiunilor ecranului, deflexia electrostatică a fost înlocuită cu deflexia electromagnetică, forma ecranului continuînd să rămînă circulară. În prezent, toate tuburile de televiziune au ecrane de formă dreptunghiulară, deflexie electromagnetică și focalizare electrostatică.

În cele ce urmează ne vom referi exclusiv la aceste tipuri de cinescoape, cu unele completări privitoare la focalizarea electromagnetică folosită la modelele mai vechi.

În fig. 7.1 este prezentată o secțiune axială schematică, destinată să evidențieze principalele elemente de structură ale unui tub cinescop. Balonul exterior este construit, la majoritatea tuburilor moderne, din sticlă și constituie învelișul ermetic în interiorul căruia se creează un vid înaintat, ca în tuburile electronice obișnuite. Partea frontală a balonului este acoperită în interior cu un strat de material fosforescent și poartă numele de ecran fosforescent. Materialul folosit la construcția ecranului are proprietatea de a transforma energia cinetică a electronilor care cad pe el în energie luminoasă. Datorită acestui fapt, în cazul cînd un punct al ecranului este bombardat dinspre interior cu un fascicul de electroni, punctul respectiv devine luminos, strălucirea sa fiind mai mare sau mai mică, în funcție de energia fasciculului de electroni.

Fasciculul de electroni este generat în interiorul tubului de ansamblul de electrozi, denumit în fig. 7.1, „tun electronic". În principiu, un asemenea tun electronic conține un catod cald care emite electroni, un număr de electrozi de focalizare care creează un fascicul subțire de electroni, electrozii de

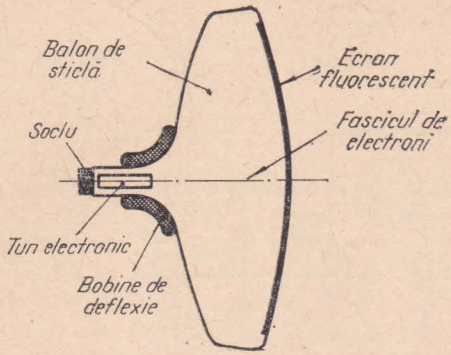


Fig. 7.1. Secțiune schematică printr-un tub cinescop.

accelerare și, în fine, un electrod de comandă. Rolul acestuia din urmă este de a comanda, în funcție de tensiunea care i se aplică, numărul de electroni din fascicul și deci energia fasciculului care bombardează punctul de pe ecran. Astfel strălucirea punctului de pe ecran devine o funcție de tensiune aplicată electrodului de comandă.

Toate conexiunile la electrozii din interiorul balonului sînt scoase la un soclu montat pe partea cilindrică a tubului; face excepție doar conexiunea pentru electrodul de accelerare, care este scoasă la un contact lateral montat pe partea conică a tubului. Această dispozitie particulară se explică prin aceea că tensiunea de accelerare are valori de ordinul a 15 kV și trebuie asigurată o izolație corespunzătoare.

Fasciculul de electroni, produși de tunul electronic, bombardează ecranul într-un punct central, datorită simetriei axiale a întregului sistem. Devierea fasciculului, astfel încît punctul luminos de pe ecran să se deplaseze dealungul liniilor rastrului, pe suprafața ecranului, se obține cu ajutorul bobinelor de deflexie. Aceste bobine se montează la exteriorul balonului de sticlă în dreptul tunului electronic, ca în fig. 7.1.

Bobinele de deflexie sînt strict determinate, funcțional și constructiv de tubul cinescop pentru care sînt destinate; datorită acestui fapt ele vor fi studiate tot în acest capitol împreună cu tubul cinescop.

În practica actuală a televiziunii, tuburile cinescoape sînt definite, de regulă, prin cîțiva parametri, care țin de geometria sistemului și asupra cărora este necesar să facem chiar de la început unele precizări, urmînd ca modul de funcționare, precum și parametrii electrici să fie analizați detaliat în subcapitolele următoare.

Partea frontală a tubului cinescop are o formă specifică: un dreptunghi cu colțurile mult rotunjite. Datorită grosimii pereților de sticlă, dimensiunile aparente ale ecranului fosforescent sînt mai mici decît dimensiunile de gabarit. Grosimea relativ mare a pereților de sticlă se explică prin forțele mari care acționează asupra balonului, datorită presiunii atmosferice exterioare. De exemplu, la cinescopul AW 53-88, la o suprafață a ecranului de ordinul a 1 700 cm^2 și o presiune exterioară de o atmosferă rezultă o forță de ordinul a 1 800 kg. Pentru a rezista unor asemenea forțe, suprafața ecranului nu este plană, ci sferică. Astfel ecranul devine o structură rezistentă de tipul unei bolți, mult avantajoasă față de o placă plană. Aceleași considerente justifică și forma rotunjită de la colțuri.

Principala dimensiune comercială și de catalog care definește un tub cinescop este diagonala ecranului fosforescent. Această dimensiune este dată,

Arhiva digitala SaDAng

printr-o cifră rotunjită în centimetri, pentru tuburile de fabricație europeană sau, în țoli, pentru tuburile de fabricație americană. De pildă, tubul AW 53-88 Philips face parte din seria tuburilor cu diagonala de 53 cm. Alte serii cunoscute și de largă răspîndire au diagonala de 43 cm.

Seria de tuburi mai mici, cu diagonala de 36 cm, este pe cale de dispariție pentru televizoarele normale de apartament. Tuburile de dimensiuni mai mici se bucură însă în prezent de un mare reviriment în domeniul televizoarelor portabile. Din seriile de tuburi de fabricație americană se pot cita : seriile de 21 țoli, echivalentă seriei europene de 53 cm, seria de 19 țoli, 17 țoli, etc.

Raportul dintre înălțimea ecranului către lățimea lui la tuburile moderne este de 5/4. La tuburile de fabricație mai veche, așa cum a mai fost amintit, acest raport este de 4/3.

Un alt parametru important care caracterizează un tub cinescop este unghiul de deflexie maximă. Prin unghi de deflexie maximă se înțelege unghiul făcut de fasciculul de electroni între două poziții extreme corespunzătoare marginilor ecranului. În toate cazurile se pot defini trei asemenea unghiuri, după cum urmează : în plan vertical, în plan orizontal și pe diagonală. În datele de catalog, și în practica comercială, tuburile sînt definite prin unghiul de deflexie maximă, pe diagonală. În acest sens tubul AW 53-88 face parte din seria tuburilor de 110°. Celelalte unghiuri, pentru acest tub sînt : 105° și 87°.

Este cazul să menționăm că mărimea unghiului de deflexie a constituit o tendință dominantă în evoluția receptorului de televiziune. Pentru exemplificare, în fig. 7.2 se arată cum a evoluat tubul cu diagonala ecranului de 53 cm, de la seria de 70° pînă la actuala serie de 110°.

Lungimea totală care determină adîncimea cutiei receptorului s-a redus aproape la jumătate. Este de remarcat însă că în această evoluție raza de curbură a suprafeței ecranului, s-a micșorat și ea ; ecranul televizorului modern este o suprafață mult mai marcat bombată decît aceea a televizoarelor din 1950, sau mai vechi. Micșorarea razei de curbură a fost determinată de considerente legate de liniaritatea baleiajului, care se vor examina în subcapitolele următoare.

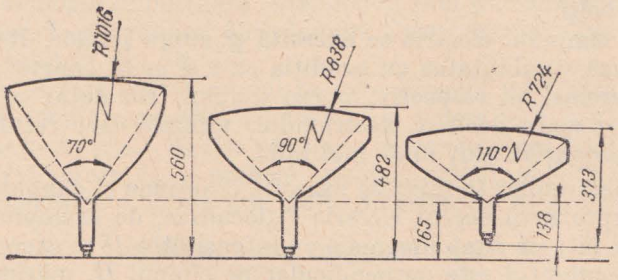


Fig. 7.2. Evoluția tuburilor cinescoape cu diagonala de 53 cm de la unghiuri de deschidere de 70 la 110°.

7.2. MIȘCAREA ELECTRONULUI ÎN VID SUB ACȚIUNEA CÎMPURILOR ELECTRICE ȘI MAGNETICE

Un electron plasat într-un cîmp electric este supus unei forțe electrostatice F, dată de relația cunoscută :

$$F = eE, \tag{7.1}$$

în care e este sarcina electronului, iar E — intensitatea cîmpului electric. Sub acțiunea acestei forțe, electronul capătă o mișcare uniformă accelerată, care poate fi determinată pe baza legii fundamentale a dinamicii :

$$F = ma, \tag{7.2}$$

m fiind masa electronului, iar a — accelerația. Electronul primește astfel o anumită energie cinetică, egală cu lucrul forțelor electrostatice. Dacă notăm cu v viteza electronului într-un punct oarecare pe traiectorie, energia cinetică a electronului în acel punct va fi egală cu $\frac{1}{2}mv^2$. Dacă între acest punct și punctul de plecare cu viteză zero există o diferență de potențial $U - U_0$, lucrul forțelor electrostatice între cele două puncte este egal cu $e(U - U_0)$.

Egalînd :

$$\frac{1}{2}mv^2 = e(U - U_0),$$

se obține expresia vitezei electronului

$$v = \sqrt{\frac{2\,e(U - U_0)}{m}}. \tag{7.3}$$

Înlocuind valorile lui e și m se obține relația :

$$v \simeq 600\sqrt{U - U_0}, \tag{7.4}$$

în care viteza electronului este dată în kilometri/secundă, iar diferența de potențial, în volți.

Acțiunea cîmpului electric se exercită și aupra ionilor. Relațiile de mai sus își păstrează valabilitatea cu condiția ca e și m să capete valorile corespunzătoare sarcinei și, respectiv, masei ionului. De notat că masa ionilor fiind mult mai mare decît a electronului, vitezele care rezultă, la aceeași diferență de potențial, sînt mult mai mici.

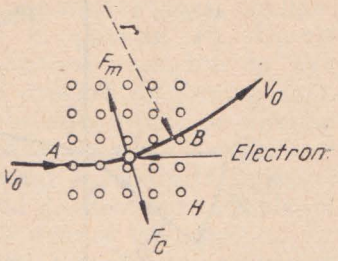
Asupra electronilor în mișcare exercită o acțiune și cîmpurile magnetice. Se știe că asupra unui curent electric I (localizat, de exemplu, într-un conductor), plasat într-un cîmp magnetic cu intensitatea H se exercită o forță F_m. În cazul cînd curentul este perpendicular pe cîmpul H, mărimea forței este dată de relația : $F_m = IH$; forța F_m se exercită pe o direcție perpendiculară pe planul format de I și H. Un electron în mișcare, cu viteza v_0 poate fi con-

Arhiva digitala SaDAng

siderat un curent elementar de intensitate ev_0 asupra căruia se va exercita o forță de aceeași natură, dată de relația:

$$F_m = ev_0 H. \tag{7.5}$$

Relația este valabilă numai dacă v_0 și H sînt perpendiculare. În cazul cînd v_0 nu este perpendiculară pe H, forța F_m este dată doar de componenta vitezei v_0 perpendiculară pe H. De aceea, dacă electronul intră în cîmpul magnetic cu o viteză v_0, a cărei direcție coincide cu H, traiectoria lui nu va fi modificată, deoarece în acest caz $F_m = 0$.



7.3. Mișcarea unui electron care intră cu viteza v_0 într-un cîmp magnetic perpendicular pe v_0.

Să considerăm că în fig. 7.3 un electron care intră cu viteza v_0 perpendiculară pe cîmpul magnetic H (în figură cîmpul H este considerat perpendicular pe planul hîrtiei). Sub acțiunea forței F_m traiectoria se curbează. Echilibrul dinamic este dat de egalitatea dintre forța F_m și forța centrifugă F_c care are expresia:

$$F_c = \frac{mv_0^2}{r}, \tag{7.6}$$

r fiind raza de curbură. Egalînd pe F_m din relația (7.5) cu F_c din relația (7.6) se găsește:

$$r = \frac{mv_0}{eH}. \tag{7.7}$$

Electronul se va mișca pe un segment de cerc cu raza r pînă în punctul B, unde iese din cîmp. În continuare el va descrie o traiectorie rectilinie tot cu viteza v_0.

7.3. NOȚIUNI DE OPTICĂ ELECTRONICĂ

Există o analogie importantă între fenomenul de refracție a luminii din optică și mișcarea electronilor din cîmpuri electrostatice. Analogia poate fi ilustrată prin schițele din fig. 7.4.

În fig. 7.4, *a* este arătat modul în care direcția unei raze de lumină se schimbă atunci cînd traversează suprafața de separație a două medii, avînd indicii de refracție n_1 și n_2. Se știe că relația dintre unghiul razei incidente φ_1, unghiul razei refractate φ_2 — ambele unghiuri măsurate față de normala la suprafața de separație — și cei doi indici de refracție n_1 și n_2 este:

$$n_1 \sin\varphi_1 = n_2 \sin\varphi_2, \tag{7.8}$$

relație cunoscută sub numele de legea lui Snell. O relație absolut asemănătoare se obține și în cazul mișcării unui electron. În fig. 7.4, *b* este schițată

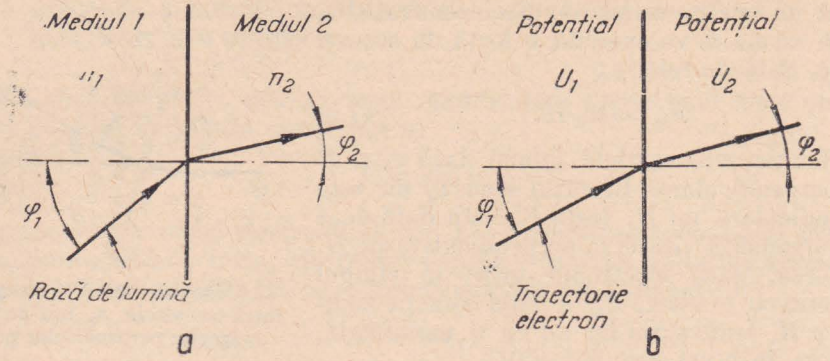


Fig. 7.4. Schițe care ilustrează analogia dintre fenomenul de refracție din optică și modificarea traiectoriei electronului la traversarea unor suprafețe echipotențiale.

traiectoria unui electron care traversează suprafața de separație a două zone în care potențialul are valori diferite, notate în figură cu U_1 și U_2. Traiectoria electronului se modifică potrivit relației:

$$\sqrt{U_1}\sin\varphi_1 = \sqrt{U_2}\sin\varphi_2. \tag{7.9}$$

Așadar, în cadrul acestei analogii mărimile $\sqrt{U_1}$ și $\sqrt{U_2}$ joacă rolul celor doi indici de refracție optică.

Evident că, în realitate, cîmpul electric variază continuu și de aceea niciodată nu se realizează o schimbare bruscă de direcție, ca în fig. 7.4, *b*. Schimbarea de direcție se va face continuu, în fiecare punct schimbarea elementară de direcție fiind dată de relația (7.9).

Fenomenul descris este exploatat la construcția așa-numitelor lentile electrostatice, a căror acțiune asupra electronilor este asemănătoare cu acțiunea lentilelor optice asupra razelor de lumină.

Un prim exemplu de lentilă electrostatică este arătat în fig. 7.5. Doi cilindri metalici coaxiali sînt conectați la surse electrice exterioare, astfel încît să capete potențiale U_1 și, respectiv, U_2. Vom presupune că U_2 este mai mare decît U_1. În spațiul dintre cilindri se creează un cîmp electrostatic cu simetrie axială, avînd aspectul din figură. Un electron care pleacă din punctul P_1 la un unghi θ față de axă, traversează spațiul din interiorul cilindrului și trece succesiv în zone de potențial din ce în ce mai mari.

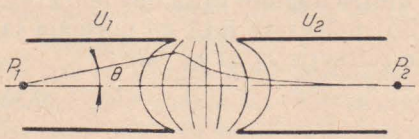


Fig. 7.5. Lentilă electrostatică cu accelerare.

Ca urmare, în conformitate cu relația (7.9), traiectoria electronului va fi astfel, încît unghiul cu normala, după traversarea unei suprafețe echipotențiale, să fie mai mic decît unghiul cu normala înainte de traversarea suprafeței. Electronul se apropie de normala, în punctul respectiv, la suprafața echipotențială.

Arhiva digitala SaDAng

Astfel, prin modificări continue, traiectoria electronului va avea configurația arătată. El va intersecta axa sistemului în punctul P_2. Un alt electron care ar pleca din punctul P_1, pe o direcție care coincide cu axa sistemului, se va deplasa în continuare în linie dreaptă de-alungul axei, deoarece în fiecare punct va traversa suprafețele echipotențiale pe direcția normală. Un al treilea electron care ar pleca tot din P_1, dar la un unghi — θ față de axă va intersecta din nou axa tot în punctul P_2, datorită simetriei axiale a sistemului. Considerînd în final un fascicul de electroni care pleacă divergent din P_1, sub diverse unghiuri, se poate deduce că fasciculul va traversa axa convergent, prin punctul P_2. În această constă acțiunea asupra electronilor a lentilei electrostatice descrise. Acțiunea este principial identică cu acțiunea unei lentile optice asupra unor raze de lumină care ar pleca divergent din P.

În construcția cinescoapelor, așa cum se va arăta în § 7.4, astfel de lentile sînt folosite pentru ca electronii emiși de un catod plasat în P_1 să fie concentrați pe un ecran plasat perpendicular pe axă în punctul P_2. Poziția punctului P_2 este determinată de diferența de potențial $U_2 - U_1$. Acționînd asupra acestei diferențe de potențial, este posibil ca P_2 să cadă în locul dorit, în speță pe ecranul fosforescent.

Există mai multe cauze care fac ca acțiunea convergentă a lentilei să nu fie perfectă, în sensul că nu toți electronii plecați din P_1 traversează axa riguros în același punct P_2. Dintre acestea pot fi citate aberațiile de sfericitate similare cu acelea din optică și în plus forțele mutuale de respingere dintre electroni. Datorită acestui fapt, dacă în P_2 s-ar pune un ecran perpendicular pe axă, fasciculul de electroni nu va bombarda ecranul riguros numai în punctul P_2, ci pe o mică suprafață circulară, a cărei dimensiuni, pentru o lentilă dată, nu poate fi redusă sub o anumită limită.

Traiectoriile electronilor în zona punctului P_2 sînt arătate în fig. 7.6. Traectoriile mai apropiate de axă tind să se intersecteze la o distanță mai mare.

Tipul de lentilă descris mai poartă numele de lentilă cu accelerare, datorită faptului că electronii care trec prin P_2 au o viteză mai mare decît la plecarea din P_1. Viteza mai mare este datorită diferenței de potențial $U_2 - U_1$.

Un alt tip de lentilă, cunoscut sub denumirea de lentilă unipotențială, este arătat în fig. 7.7. Ea este formată din trei cilindri metalici coaxiali. Cei doi cilindri de la capete sînt la același potențial U_2. Cilindrul interior este la potențialul $U_1 < U_2$. La traversarea spațiului dintre cilindrii *I* și *II* electronul este frînat și traectoria lui este astfel, încît unghiul față de normala la suprafața echipotențială crește. În spațiul dintre cilindrii *II* și *III* electronul este accelerat și el tinde să se apropie de normală. Viteza electronului la trecerea prin P_2 este aceeași cu viteza la plecarea din P_1, deoarece în P_2 potențialul are aceeași valoare ca și în P_1.

Nu este obligatoriu, atît pentru lentila cu accelerare cît și pentru lentila unipotențială, ca diametrele cilindrilor metalici să fie egale. Efecte de același tip se obțin și cu lentile construite cu cilindri avînd diametre diferite.

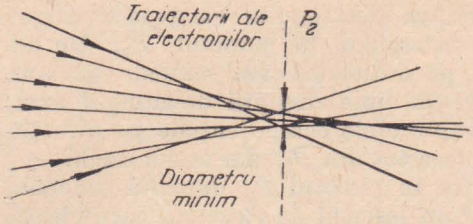


Fig. 7.6. Traiectoria electronilor în jurul punctului de convergență.

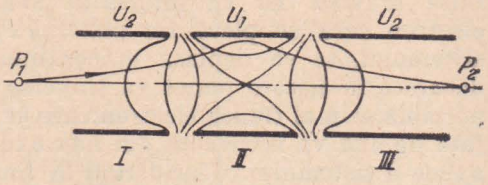


Fig. 7.7. Lentilă unipotențială.

În exemplele precedente au fost descrise lentile electronice care funcționează datorită unui cîmp electrostatic. Există însă și lentile care funcționează datorită unui cîmp magnetic.

Schema de principiu a unei astfel de lentile este arătată în fig. 7.8. O bobină de curent continuu produce un cîmp magnetic constant și paralel cu axa bobinei. În punctul P_1 de pe axa bobinei este o sursă care emite electroni în diverse direcții.

Electronul care pleacă pe direcția axei se deplasează paralel cu liniile de cîmp magnetic și în consecință traectoria lui nu este influențată de prezența acestui cîmp. Electronii care la plecare au o direcție care face un anumit unghi cu axa, au o componentă a vitezei perpendiculară pe direcția cîmpului magnetic; datorită acestei componente traectoria lor devine un cerc într-un plan perpendicular pe axa bobinei. În același timp, însă, datorită componentei axiale a vitezei, electronii se vor mișca și pe direcția axei. Mișcarea rezultată va fi o elice circulară cu pas constant. În proiecție, văzută de-a lungul axei, mișcarea electronilor apare ca în fig. 7.8, *b*. Astfel, după parcurgerea unei rotații complete, electronii se reîntîlnesc, convergent pe axă în punctul P_2. Același rezultat se obține și în cazul cînd cîmpul magnetic axial se exercită doar pe o porțiune limitată a traiectoriei. De altfel, în practică, bobina de focalizare, care produce cîmpul magnetic axial, este plasată pe gîtul cilindric al tubului cinescop.

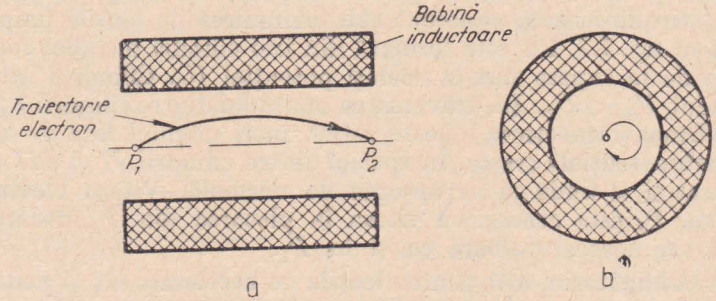


Fig. 7.8. Lentilă electromagnetică:
a — secțiune longitudinală; *b* — secțiune transversală.

Arhiva digitala SaDAng

7.4. CONSTRUCȚIA CINESCOAPELOR

Structura primei părți a tunului electronic este arătată în fig. 7.9.

Ca sursă de electroni funcționează un catod metalic de forma unui cilindru subțire închis la capăt (K în fig. 7.9). Spre deosebire de catodul folosit în tuburile electronice obișnuite, suprafața emisivă este constituită doar de suprafața frontală, astfel încît să se obțină chiar de la început o sursă de electroni cu dimensiuni cît mai mici. Electrodul următor (E_1) este un cilindru metalic care înconjoară catodul și are în partea frontală un disc metalic cu o mică gaură centrală pe unde pot trece electronii emiși de catod. Acest electrod poartă numele de electrod Wehnelt sau grilă de comandă. Denumirea de grilă de comandă, care se folosește în prezent aproape exclusiv, a fost dată prin analogie cu grila de comandă a tuburilor electronice.

În mod obișnuit grila de comandă este conectată la o tensiune negativă față de catod. În funcție de mărimea acestei negativări, electronii emiși de catod pot trece în număr mai mare sau mai mic prin orificiul central și astfel se poate regla intensitatea fasciculului de electroni.

În continuare, de-a lungul axei urmează un nou electrod metalic cilindric (E_2 în figură), prevăzut, de asemenea, cu un disc cu o gaură circulară la mijloc. Acest electrod se numește anod și, în speță, anodul întîi, spre a fi deosebit de alți electrozi care poartă la fel denumirea de anod.

La anod se aplică o tensiune de ordinul a 10—15 kV.

Tunurile electronice de cea mai simplă construcție se reduc doar la acești trei electrozi : catodul, grila de comandă și anodul. Din nou, prin analogie cu tuburile electronice, un astfel de tun electronic se numește de tip triodă. Funcționarea sa se explică simplu, considerînd lentila electronică ce se formează între electrodul de comandă și anod. Anodul acționează, pe de o parte, ca electrod de accelerare și, pe de altă parte, ca electrod de focalizare, întrucît tensiunea sa trebuie să fie astfel aleasă, încît fasciculul să se concentreze pe ecran.

În practică nu se folosesc tuburi de tip triodă, deoarece ele au inconveniente serioase. Dintre acestea ar putea fi citat, în primul rînd, faptul că modificarea tensiunii pe grila de comandă pentru a se obține un reglaj al strălucirii are ca efect concomitent modificarea focalizării datorită schimbării cîmpului electrostatic al lentilei. Acest defect este în mare parte înlăturat la tunurile electronice de tip tetrodă. Acestea au încă un electrod cilindric (pe care-l vom nota cu E_3) și așezat după E_2. Înalta tensiune de accelerare se conectează la E_3. Electrodul E_2 este conectat la o tensiune pozitivă de ordinul a 300 V și, în principiu, joacă rolul ecranului de la tuburile tetrode obișnuite. Într-un asemenea sistem se

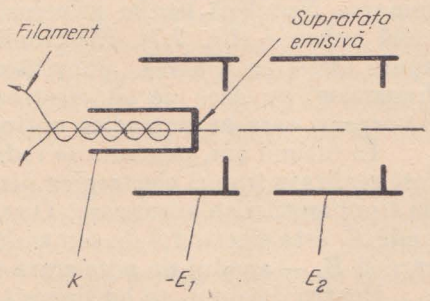


Fig. 7.9. Structura tunului electronic.

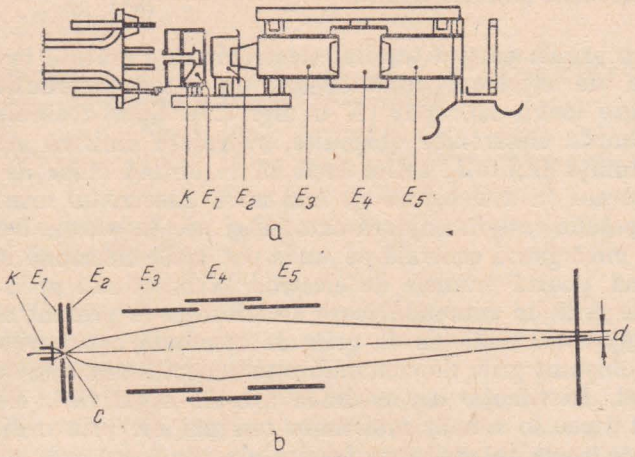


Fig. 7.10. Secțiune prin tunul electronic al unui tub cinescop cu 110° (*a*) și formarea fasciculului și focalizarea sa (*b*).

realizează, de fapt, două lentile electronice : prima dintre ele în spațiul dintre E_1 și E_2 și a doua în spațiul dintre E_2 și E_3. În mod esențial focalizarea fasciculului este determinată de cea de-a doua lentilă. Datorită acestui fapt, la modificarea tensiunii pe grila de comandă (electrodul E_1) focalizarea este relativ puțin influențată.

Pentru a se obține o mai mare independență de reglaj a strălucirii și focalizării au fost create tunuri electronice cu, o structură încă și mai complicată. Un exemplu care se referă la tuburile moderne de 110° este arătat în fig. 7.10, *a*, iar schema de principiu care arată modul de formare a fasciculului, în fig. 7.10, *b*. Sistemul cuprinde catodul, grila de comandă E_1, ecranul E_2, la care se aplică o tensiune fixă de 300 la 400 V, anodul E_5, legat la aceeași tensiune (15—18 kV) cu electrodul E_3 și electrodul de focalizare E_4, la care se aplică tensiunea de reglaj a focalizării între 0 și 400 V. Se poate remarca faptul că lentila principală este de tipul lentilei unipotențiale descrisă anterior (fig. 7.7). Electronii sînt focalizați inițial în punctul *c*, care apare astfel ca o sursă „punctiformă" pentru lentila principală. Rolul diafragmelor pe care le au electrozii constă în colectarea electronilor prea divergenți care ar împiedica obținerea unei bune focalizări.

În ultimii ani, pentru a se reduce și mai mult dimensiunea tuburilor, au fost realizate tunuri electronice pentru tuburile de 110°, cu lentila principală de tipul lentilei cu accelerare. O schemă de acest tip este arătată în fig. 7.11, unde E_1 este electrodul de comandă, E_2 — ecranul, E_3 — electrodul de focalizare și E_4 — anodul de accelerare conectat la tensiunea de 15—18 kV.

Pentru ca după ce au depășit anodul de accelerare, electronii să poată parcurge restul traseului pînă la ecran, liberi de orice influență a unor cîm-

Arhiva digitala SaDAng

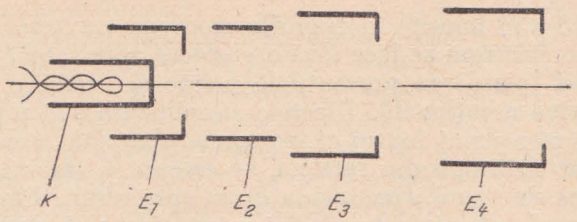


Fig. 7.11. Schemă de principiu a unui tub electronic a cărui lentilă principală este de tipul cu accelerare.

puri electrostatice, în construcția tuturor tuburilor cinescop trebuie să se ia precauții speciale.

Partea tronconică a tubului și începutul părții cilindrice sînt vopsite la interior cu un strat de vopsea bună conducătoare de electricitate (acvadag). Prin intermediul unor lamele de contact anodul de accelerare este conectat la acvadag. Borna de înaltă tensiune este conectată și ea la acvadag și pe această cale se asigură trecerea înaltei tensiuni pînă la anod.

Partea tronconică a tuburilor cinescop este vopsită și la exterior cu o vopsea bună conducătoare de electricitate, cu excepția unei suprafețe circulare de 5—6 cm diametru în dreptul bornei de înaltă tensiune. Se formează astfel un condensator avînd ca armături cele două straturi de vopsea (interior și exterior) și ca dielectric peretele de sticlă al tubului. La funcționarea în televizor stratul de vopsea exterior este pus la masă. În acest fel, condensatorul format joacă rol de condensator de filtraj pentru redresorul de înaltă tensiune. Utilizarea acestui condensator nu este lipsită de însemnătate, dacă se ține sămă de dificultățile de realizare a unor condensatoare cu tensiune de lucru atît de înaltă.

Ecranul fosforescent al cinescoapelor moderne este construit din materiale astfel alese, încît componența spectrală a luminii emise să fie cît mai apropiate de a luminii albe. De aceea, aceste tuburi sînt prezentate în datele de catalog ca avînd luminiscență albă.

O proprietate comună a tuturor materialelor fosforescente este remanența. Prin acest termen se înțelege proprietatea de a emite energie luminoasă și după încetarea bombardamentului cu electroni. Strălucirea punctului luminos scade treptat mai repede sau mai încet, în funcție de natura materialului. Pentru ecranele de televiziune, ținînd seamă de faptul că fiecare punct este bombardat de fasciculul de electroni de 25 ori pe secundă, rezultă că radiația remanentă trebuie să dispară practic într-un interval de timp de aproximativ 40 ms.

O perfecționare de cea mai mare însemnătate în construcția ecranului a constituit-o aluminizarea. Stratul de material fosforescent este acoperit cu un strat foarte subțire de aluminiu. Acest strat este conectat din punct de vedere electric la vopseaua conductoare de pe partea interioară a cinescopului și deci la înalta tensiune de accelerare. Electronii care bombardează ecranul trebuie să traverseze stratul de aluminiu. La tensiunile de accele-

rare mari (15—18 kV) folosite în tuburile moderne traversarea stratului de aluminiu de către electroni se face fără o pierdere apreciabilă de energie. La tensiuni mai mici, pierderea procentuală crește și există o limită la care aluminizarea devine nerațională. Efectele aluminizării sînt multiple. În primul rînd trebuie menționat faptul că pe ecran, datorită bombardamentului continuu de către electronii din fascicul, se creează o sarcină negativă care ar tinde să frîneze electronii următori în drum spre ecran. Prezența stratului metalic conductor de aluminiu împiedică acest efect: electronii sînt canalizați prin stratul de aluminiu la tensiunea înaltă de accelerare. În al doilea rînd, efectul de cea mai mare importanță constă în creșterea energiei luminoase radiate în exterior de către ecran. Într-adevăr, stratul fosforescent emite lumină atît pe fața anterioară (spre spectator) cît și pe fața posterioară (spre interiorul tubului). Energia luminoasă spre interior este pierdută; ea reprezintă, în principiu, 50% din energia totală. Stratul de aluminiu funcționează ca o oglindă care reflectă spre exterior această energie.

În fine, în al treilea rînd, dacă stratul de aluminiu este suficient de gros, el va împiedica formarea petei ionice și nevoia de a folosi capcana de ioni. Această problemă, esențială la tuburile de fabricație mai veche, se va discuta în § 7.9.

În cataloage și în schemele de televizoare tuburile cinescoape se reprezintă prin simbolul din fig. 7.12, *a*. Schema de legături a soclului este dată la fel ca și la tuburile electronice obișnuite, așa cum se arată în fig. 7.12, *b*.

Tuburile cinescoape pe care le-am descris aveau balonul în întregime din sticlă. Există însă și alt tip de construcții, la, care partea tronconică a balonului este confecționată din tablă de oțel. Partea frontală a tubului care constituie ecranul este confecționată tot din sticlă, sudată printr-un procedeu special, de partea metalică. De asemenea, din sticlă este construită și partea cilindrică a tubului în care se găsește tubul electronic. Acest lucru este necesar pentru a permite cîmpurilor magnetice create de bobinele de deflexie să pătrundă în interiorul tubului în dreptul fasciculului de electroni.

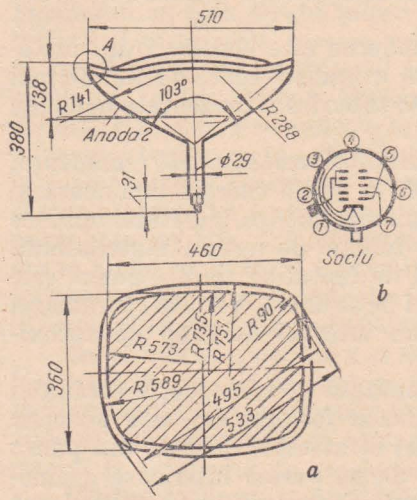


Fig. 7.12. Simbolul grafic și un exemplu de conexiuni la soclu la un tub cinescop.

Trebuie menționat că la astfel de tuburi tensiunea înaltă de accelerare este conectată chiar la învelișul metalic. Datorită acestui fapt, în televizoare tubul este montat pe izolatoare speciale pentru înaltă tensiune. Ori de cîte ori este necesar să se lucreze în interiorul televizorului, pentru reglaje sau măsurători, trebuie avut grijă în permanență ca mîna sau sculele să nu fie apropiate prea mult de partea

Arhiva digitala SaDAng

metalică a cinescopului, astfel încît să se poată amorsa arcul unei descărcări.

O tendință, constantă, care se poate observa în evoluția tuburilor cinescoape, în afară de mărirea unghiului de deflexie, este și trecerea la ecrane cu o formă cît mai apropiată de un dreptunghi.

Se obține o suprafață utilă mai mare și o ameliorare estetică. În fig. 7.13 se arată diferența de diagonală între două tuburi care au ecrane cu aceeași lățime și înălțime.

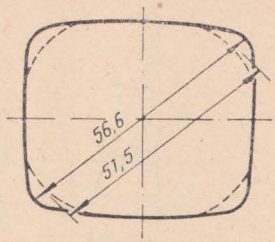


Fig. 7.13. Formarea și dimensiunile ecranului unui cinescop dreptunghiular în comparație cu un cinescop de fabricație mai veche.

Pentru televizoarele tranzistorizate problema cinescopului se pune oarecum diferit decît pentru televizoarele echipate cu tuburi electronice. Diferențele se referă la televizoarele portabile și se datoresc condițiilor severe impuse consumului de energie electrică din baterii sau acumulatoare. Tuburile cu unghi mare de deschidere necesită o putere mult mai mare pentru deflexie. De aceea, tendința a fost de a se folosi mai ales tuburi cu 90° și doar în mod excepțional tuburi cu 110°. Este însă limpede că nevoia de a micșora cît mai mult dimensiunile de gabarit ale televizorului își va spune și aici cuvîntul. Tot pentru obținerea unei micșorări a consumului, gîtul cilindric al tubului se face cu diametru cît mai mic, deoarece, așa cum se va arăta, puterea necesară la deflexie este proporțională cu acest diametru. La televizoarele portabile se folosesc mai ales tuburi cu diagonala de ordinul a 20 cm (7 la 8 țoli).

În exploatarea televizoarelor o problemă specială, legată de existența cinescopului, o constituie pericolul de implozie. Datorită forțelor mari care se exercită în pereții de sticlă ai tubului (provenite din presiunea atmosferei și eventuale tensiuni interne rezultate din tratamente termice incorecte) la șocuri mecanice sau la răciri bruște tubul se poate sparge. Cioburile de sticlă deplasate cu viteză, datorită aerului din exterior, care va ocupa volumul vidat din interior, pot produce accidente. Pentru prevenirea acestor accidente cutia televizorului este prevăzută cu un geam de construcție specială (gen sekurit), așezat la 1—3 cm în fața ecranului cinescopului. Existența acestui geam de protecție mărește inutil dimensiunile televizorului. La tuburile de fabricație recentă, geamul de protecție — cu o formă corespunzătoare — este lipit direct pe suprafața anterioară a cinescopului. Se obține astfel o micșorare a dimensiunilor televizorului și totodată dispare necesitatea unor operații periodice de curățire a geamului de protecție.

7.5. DEFLEXIA ELECTROMAGNETICĂ. DISTORSIUNI

Toate tuburile cinescop folosite în televizoarele care au depășit primul stadiu experimental al televiziunii au fost construite pentru a funcționa cu deflexie electromagnetică și de aceea în cele ce urmează va fi analizat exclusiv acest mod de deflexie.

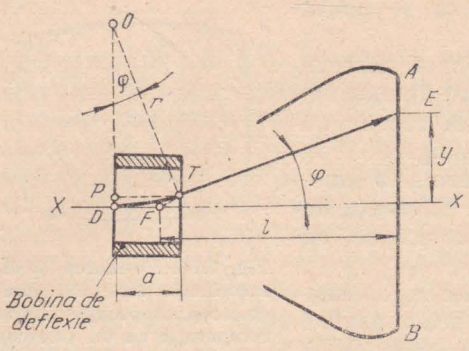


Fig. 7.14. Deflexia electromagnetidă în cazul unui ecran plat.

Se consideră că în fig. 7.14 un electron care, părăsind tunul electronic cu viteza v_0, de-a lungul axei XX, intră prin punctul D într-un cîmp magnetic orientat perpendicular (perpendicular pe planul hîrtiei) și de intensitate H.

Se presupune că H este constant și strict localizat în dreptul bobinei de deflexie de lungime a. În afara bobinei, H este nul.

Ca rezultat al acțiunii cîmpului magnetic traiectoria elctronului devine un cerc cu centrul în O și avînd raza r dată de relația (7.7). Traiectoria circulară continuă pînă în punctul T, unde electronul iese de sub acțiunea cîmpului magnetic H. În continuare, electronul se va deplasa pe tangenta la cerc în punctul T, pînă în punctul E, unde izbește ecranul luminescent.

Problema pe care ne-o punem este să determinăm relația care există între distanța y (dintre punctul E și axa XX) și intensitatea cîmpului magnetic H.

Cîmpul magnetic H este dat de o bobină parcursă de curentul I. Deoarece H este proporțional cu I, se va stabili, de fapt, relația dintre I și y.

Din fig. 7.14 se poate constata că poziția punctului F (prelungirea dreptei TE pînă la intersecția cu axa XX) depinde de unghiul φ. Deplasarea lui, în funcție de φ, este însă relativ mică [1]) și de aceea cu o bună aproximație se poate considera fix. F devine astfel centrul virtual din care putem socoti că pleacă fasciculul de electroni spre ecran. Unghiul φ poartă numele de unghi de deflexie. Cea mai mare valoare a lui se produce atunci cînd punctul E ajunge la marginile A sau B ale ecranului. Distanța de la punctul F la ecran se notează cu l.

La un unghi oarecare φ, distanța y este dată de relația :

$$y = l \operatorname{tg}\varphi. \tag{7.10}$$

Din triunghiul OPT se deduce însă că :

$$\sin\varphi = \frac{TP}{TO} = \frac{a}{r}$$

și știind că r este dat de relația (7.7),

$$\sin\varphi = \frac{ea}{mv_0} H. \tag{7.11}$$

[1]) Dimensiunea a a bobinei de deflexie este relativ mică față de distanța l pînă la ecran.

Arhiva digitala SaDAng

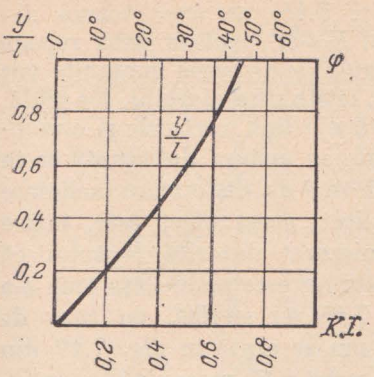


Fig. 7.15. Variația raportului $\frac{y}{l}$ în funcție de KI

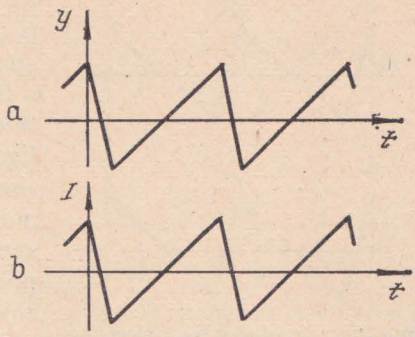


Fig. 7.16. Forma curentului I prin bobina de deflexie, pentru o deplasare liniară y, la unghiuri de deflexie mici.

Dacă presupunem că tensiunea anodului 2 este constantă, așa cum se întîmplă la funcționarea normală a televizorului, v_0 este constantă. Întrucît e, m și a sînt, de asemenea, constante, φ depinde numai de H. La rîndul lui, H este proporțional cu I sub formă kI, k fiind o constantă:

$$\sin\varphi = ky. \tag{7.12}$$

Înlocuind $\sin\varphi$ din relația (7.12) în relația (7.10) se găsește:

$$\frac{y}{l} = \frac{kI}{\sqrt{1-(kI)^2}}. \tag{7.13}$$

Raportul $\frac{y}{l}$ este reprezentat grafic în funcție de kI în fig. 7.15. Se constată că pînă la unghiuri de deflexie φ mici, de ordinul a 15—20° (deflexie totală $2\varphi = 30 - 40°$) deplasarea y este aproximativ proporțională cu curentul I. În aceste condiții, pentru ca punctul E să se miște cu viteză constantă pe suprafața ecranului, expresia distanței y trebuie să fie de forma:

$$y = v_d t, \tag{7.14}$$

v_d fiind viteza punctului în cursa directă. Pentru cursa inversă y va fi dat de o relație de același tip, dar în care apare v_i viteza inversă, mult mai mare decît v_d. În definitiv, variația deplasării y, în funcție de timp, trebuie să fie de forma arătată în fig. 7.16, a, respectiv în formă de dinți de ferăstrău.

Variația curentului I prin bobina de deflexie, atît timp cît I se poate considera proporțional cu H, va fi evident de aceeași formă.

La unghiuri de deflexie mai mari situația simplă arătată în fig. 7.16 își pierde valabilitatea. Dacă s-ar păstra un curent de deflexie în formă de dinți de ferăstrău, deplasarea punctului E (ținînd seamă de relația (7.13)

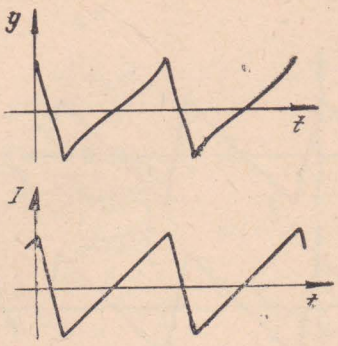


Fig. 7.17. Curentul în dinţi de ferăstrău produce o deplasare neliniară a spotului la unghiuri de deflexie mari.

sau curba din fig. 7.15) ar avea forma din fig. 7.17. Punctul E s-ar deplasa prea repede la marginile ecranului şi de aceea imaginile vor apăra deformate, lăţite spre margini. De pildă, o imagine formată din linii verticale şi orizontale egal distanţate ar apărea deformată ca în fig. 7.18. Este o formă de distorsiuni neliniare simetrice. În realitate acest efect este, într-o mare măsură, micşorat datorită faptului că suprafaţa ecranului nu este plană, aşa cum s-a presupus în fig. 7.15, ci sferică, cu raza de curbură R, aşa cum se arată în fig. 7.19 din considerente de rezistenţă mecanică, menţionate înainte. În fig. 7.19 este notat cu ψ unghiul pe care raza din centrul de curbură C al suprafeţii ecranului îl fac cu axa XX.

Observînd că :

$$\operatorname{tg}\varphi = \frac{EG}{FG}$$

şi că

$$EG = R\,\sin\psi;\; FG = l - R(1 - \cos\psi)$$

se obţine :

$$\operatorname{tg}\varphi = \frac{\sin\psi}{\cos\psi - \left(1 - \frac{l}{R}\right)}. \qquad (7.15)$$

Dacă acum se consideră deplasarea y, măsurată pe suprafaţa sferică a ecranului evident că :

$$y = R\psi. \qquad (7.16)$$

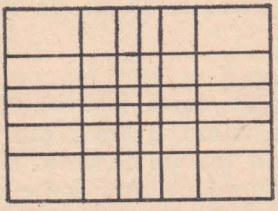


Fig. 7.18. Imagine deformată obţinută la recepţie (la emisie barele sînt egal distanţate), datorită deplasării neliniare a spotului în funcţie de curentul de deflexie se presupune un ecran plan şi un curent în dinţi de ferăstrău).

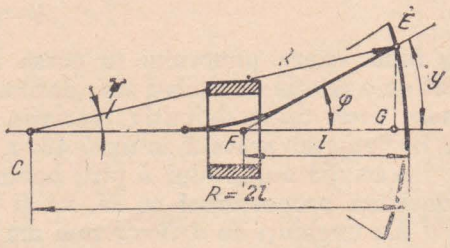


Fig. 7.19. Efectul curburii ecranului asupra deplasării spotului luminos.

Arhiva digitala SaDAng

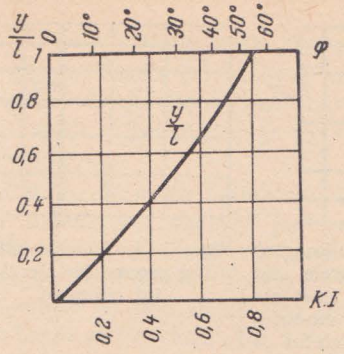


Fig. 7.20. Variația raportului $\frac{y}{l}$ pentru un ecran sferic ($R = 2l$).

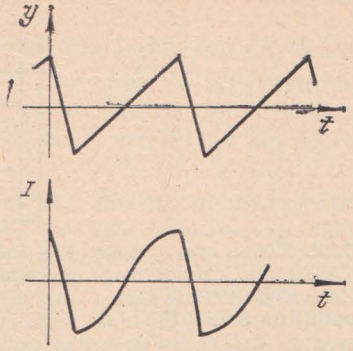


Fig. 7.21. Forma în S pe care trebuie s-o aibă curentul prin bobinele de deflexie pentru a produce un baleiaj liniar.

Așadar, pentru un curent oarecare I prin bobinele de deflexie, cunoscînd constanta k, se determină cu relația (7.12) unghiul φ, apoi cu relația (7.15) unghiul ψ și, în final, cu relația (7.16) deplasarea Y,

Ca ordin de mărime, raza R este aproximativ de două ori mai mare decît lungimea l. Pentru acest caz ($R = 2\,l$) relația dintre y și unghiul de delfexie φ și curentul I, determinată ca mai sus, este reprezentată grafic în fig. 7.20.

Se constată că relația liniară dintre y și I se păstrează pentru unghiuri φ sensibil mai mari decît în cazul precedent.

În mod practic, problema liniarității baleiajului se pune în felul următor. Unghiul de deschidere al tuburilor cinescop se consideră ca dublul unghiului φ_M, măsurat față de diagonala ecranului. În aceste condiții unghiul total de deflexie pe orizontală este mai mic, iar cel de pe verticală, încă și mai mic. De exemplu, la tuburile cinescop de 70° corespunde un unghi maxim de deflexie pe orizontală, $2\varphi_M$ de aproximativ 65°, iar pe verticală, de aproximativ 53°. Aceasta înseamnă $\varphi_M = 32°,30'$ și, respectiv, 26°,30′. Din fig. 7.20 se constată că, pînă la această limită deplasarea spotului este în mod practic proporțională cu curentul I. Așadar, la tuburile de 70° forma curentului în bobinele de deflexie trebuie să fie în dinți de ferăstrău.

La tuburile cu deschidere foarte mare, de exemplu 110°, unghiul maxim de deflexie pe orizontală este aproximativ 105°, iar pe verticală 87°. Deci, $\varphi_M = 52°,30'$ și, respectiv, 43°,3′. Pentru deflexia pe orizontală (deflexia pe linii) se pune problema liniarității. Pentru deflexia pe verticală (deflexia pe cadre) diferența față de cazul liniar nu este atît de pronunțată (de ordinul a 5%) și deci problema liniarității se pune în mai mică măsură.

Pentru corectarea distorsiunilor neliniare simetrice există două posibilități. Prima posibilitate este sugerată de considerațiile făcute în legătură cu fig. 7.17 și 7.18. Este evident că dacă un curent cu variația liniară în timp (în dinți de ferăstrău) produce un baleiaj neliniar, un curent cu o variație neliniară în timp poate produce un baleiaj liniar pe suprafața ecranului. În fig. 7.21 se arată forma în S pe care trebuie să aibe curentul pentru a se

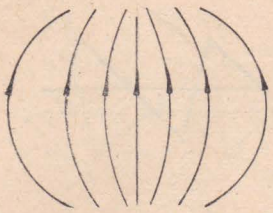


Fig. 7.22. Modul cum trebuie să se distribuie cîmpul magnetic în zona de deflexie pentru a se obține un baleiaj liniar cu un curent în dinți de ferăstrău.

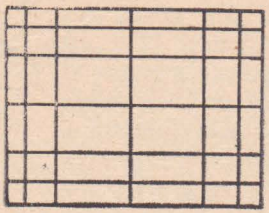


Fig. 7.23. Distorsiuni ale imaginii reproduse (la emisie barele sînt egal distanțate) datorită unei corecții exagerate a formei curentului de deflexie sau a modului de distribuție a cîmpului.

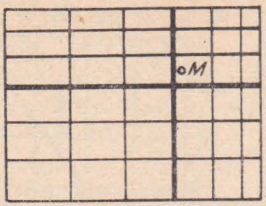


Fig. 7.24. Efectul asimetriilor geometrice ale tubului cinescop.

obține acest rezultat. O a doua posibilitate constă în modificarea distribuție cîmpului magnetic în zona de baleiaj.

În discuția făcută la începutul paragrafului s-a presupus că bobinele de deflexie sînt astfel construite, încît să producă un cîmp magnetic uniform. Distribuția amperspirelor bobinei se poate face însă astfel, încît în dreptul axului intensitatea cîmpului să fie mai mare și să se micșoreze spre margini, așa cum se arată în fig. 7.22. Astfel, electronii care trebuie să ajungă la marginea ecranului ies din cîmp într-o zonă de intensitate mai mică și sînt mai puțin deviați decît dacă intensitatea cîmpului ar fi uniformă.

Și în cazul corecției prin modificarea formei curentului, ca și în cazul corecției prin modificarea distribuției cîmpului, dacă efectele nu sînt bine dozate se poate crea o distorsiune a rastrului ca în fig. 7.23 (liniile echidistante din imaginea transmisă se îndesesc spre margini).

În toată discuția făcută am folosit noțiunea de distorsiuni simetrice, sensul acestei noțiuni fiind evident. A fost presupus implicit că tunul electronic, ecranul fosforescent și bobinele de deflexie sînt toate simetrice față de aceeași axă. De asemenea, s-a presupus că variația curentului prin bobinele de deflexie se face simetric în jurul valorii de zero, ca în toate fig.7.16, 7.17, și 7.22. Orice abateri de la simetria geometrică a sistemului precum și variațiile diferite ale curentului prin bobinele de deflexie într-un sens față de celălalt sens, dau naștere la distorsiuni nesimetrice. Problemele legate de forma curentului vor fi analizate în subcapitolele următoare și de aceea ne vom ocupa numai de problemele legate de asimetriile geometrice ale sistemului. Să presupunem că, așa cum se arată în fig. 7.24, tunul electronic este nesimetric și fasciculul de electroni cade în punctul *M* atunci cînd curentul prin bobinele de deflexie este nul.

Rezultatul va fi că, pe de o parte, imaginea apare deplasată în cadru, iar, pe de altă parte, se produc distorsiuni nesimetrice, deoarece deplasarea punctului luminos pe suprafața sferică a ecranului devine nesimetrică. Aceste distorsiuni sînt și mai accentuate atunci cînd distribuția cîmpului magnetic nu este uniformă, chiar dacă este simetrică.

Arhiva digitala SaDAng

Efecte asemănătoare poate produce şi asimetria bobinelor de deflexie.

În cazul general, atunci cînd există cauze care produc atît distorsiuni simetrice cît şi distorsiuni asimetrice, efectele lor tind să se compenseze într-o zonă a ecranului şi să se adune în altă zonă producînd un efect şi mai neplăcut.

Pentru corecţia asimetriei tunului electronic se folosesc magneţi permanenţi orientabili aşezaţi pe un suport montat pe axa tubului. În televizoarele moderne aceşti magneţi sînt montaţi pe suportul bobinei de deflexie în partea posterioară (considerînd partea anterioară aceea dinspre ecran. Constructiv se realizează din două inele magnetizate, astfel încît două zone diametrale să corespundă, respectiv una unui pol nord şi alta unui pol sud. Rotind cele două inele, cîmpul magnetic rezultant poate fi plasat pe orice direcţie radială şi i se poate da orice valoare între zero şi aproximativ 25 oerstedt. În practica televiziunii aceşti magneţi mai poartă denumirea şi de magneţi de centrare.

La tuburile moderne, cu unghi mare de deflexie, liniaritatea imaginii la marginile ei se obţine cu destule dificultăţi. Pentru a se corecta distorsiunile, imposibil de înlăturat prin construcţia bobinelor şi forma curentului de deflexie, se folosesc mici magneţi permanenţi orientabili, plasaţi în dreptul părţii conice a tubului cinescop. Cîmpul magnetic produs este localizat în dreptul zonelor marginale şi nu are efect asupra zonei centrale.

În încheiere se mai menţionează o sursă de distorsiuni prezente pe imagine, dar de cu totul altă natură decît cele precedente. În fig. 7.25 se arată faptul că punctul luminos de pe ecran nu are aceeaşi formă şi nici aceleaşi dimensiui în diverse zone ale ecranului. Într-adevăr, dacă sistemul de lentile electronice permite o bună focalizare a fasciculul pentru un punct O, situat în centrul ecranului, atunci cînd fasciculul este deviat din centru, punctul de con-

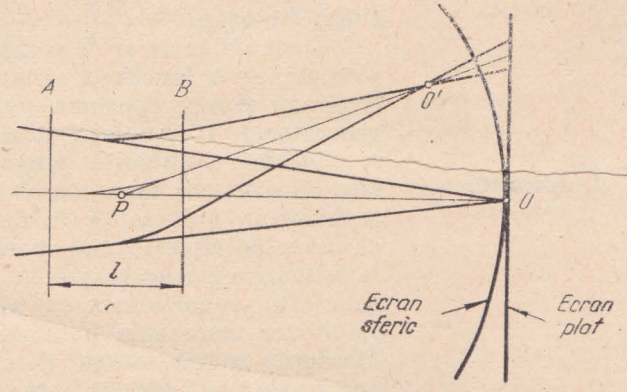


Fig. 7.25. Efectul distanţei variabile de la centrul de deflexie la ecran pentru diverse unghiuri de deflexie.

vergență va apărea în spatele ecranului, datorită distanței mai mari. Acest lucru este valabil și la ecranul sferic, deoarece raza de curbură a ecranului este mai mare decît distanța dintre punctele P și O. Distorsiunile de această natură sînt reduse într-o mare măsură datorită sfericității ecranului; ele nu pot fi însă complet eliminate și la un examen atent al rastrului se constată că liniile devin mai groase și mai difuze spre margini.

7.6. BLOCUL BOBINELOR DE DEFLEXIE

Bobinele de deflexie pentru linii și cadre sînt asamblate constructiv într-o singură piesă care se numește bloc al bobinelor de deflexie. De regulă, la cele mai multe televizoare moderne acest bloc conține și magneții de centrare, ca și magneții de corecție.

În mod esențial funcția bobinelor de deflexie constă în a produce cîmpul magnetic de deflexie în astfel de condiții, încît imaginea să aibă minimum de distorsiuni. Principial această funcție se obține simplu după o schemă de tipul celei din fig. 7.26. Se așază două bobine, simetric de o parte și cealaltă a gîtului tubului cinescop, cu axa perpendiculară pe axa tubului. Din punct de vedere electric, bobinele sînt legate în serie sau în paralel, astfel încît fluxurile magnetice produse să se adune. La trecerea prin bobine a curentului de deflexie I, cîmpul magnetic rezultant va traversa peretele de sticlă al tubului și va intersecta în unghi drept fasciculul de electroni. Blocul de deflexie cuprinde două perechi distincte de bobine, cu axele perpendiculare : o pereche pentru cadre și o pereche pentru linii.

În practică, construcția bobinelor de deflexie devine o problemă destul de complicată, care face ca această piesă să fie, după tubul cinescop, a doua în ordinea prețului de cost și a dificultăților tehnologice. Condiția principală care determină construcția bobinelor este aceea de a se obține cu un minimum de energie deflexia fasciculului de elecroni la unghiul cerut de tubul cinescop.

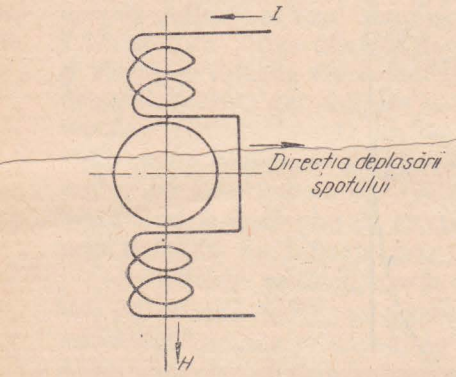


Fig. 7.26. Schema de principiu a unui sistem de deflexie.

Dacă bobinele ar fi complet lipsite de pierderi, ele ar funcționa ca reactanțe inductive pure și n-ar consuma putere reală din generatorul de baleiaj Datorită pierderilor se consumă o anumită putere reală, care este cu atît mai mare, cu cît energia înmagazinată în inductanță (în cîmpul magnetic al inductanței) este mai mare.

Energia înmagazinată în cîmpul magnetic este proporțională cu pătratul curentului care trece prin bobinele de deflexie. Pierderile în bobine sînt, de asemenea, proporționale cu pătratul curentului și ca urmare aceste pierderi sînt proporționale cu energia necesară deflexiei. Puterea reală

Arhiva digitala SaDAng

datorită pierderilor se transformă în căldură; pentru ca temperatura bobinei să nu depășească o limită admisibilă, conductoarele trebuie să aibă o secțiune suficient de mare. Aceasta determină în definitiv volumul bobinei.

Pe partea cilindrică a tubului cinescop, acolo unde se montează bobinele de deflexie, spațiul disponibil este foarte limitat. Trebuie să se țină seamă că bobinele nu pot ocupa decît porțiunea care urmează după ultimul electrod al tunului electronic și începutul părții conice a balonului de sticlă.

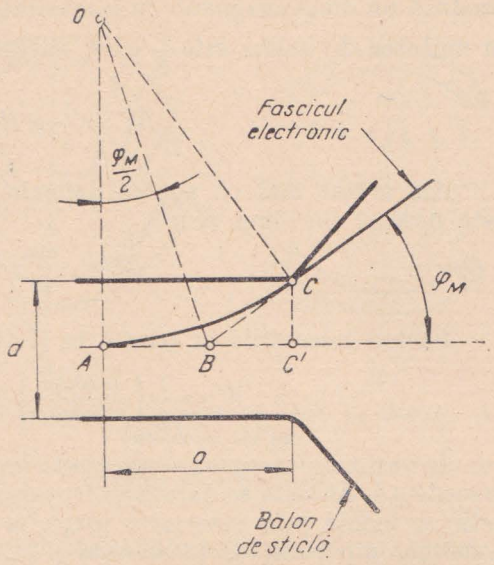


Fig. 7.27. Schiță pentru iluminarea elementelor geometrice care intervin în calculul energiei necesare deflexiei.

Să considerăm ca în fig. 7.27, o secțiune în zona de montare a bobinelor. Se notează cu d diametrul părții cilindrice a tubului de sticlă. Fiind dat unghiul maxim de deflexie φ_M pentru ca fasciculul deflectat să nu atingă peretele de sticlă va trebui să treacă cel mult prin punctul C. Cercul de rază r (raza de curbură a traiectoriei electronilor) determină pe axa tubului punctul A. Așadar, cîmpul magnetic al bobinei trebuie să cuprindă porțiunea de la A la C, pe care o vom nota cu a. Aceasta trebuie să fie teoretic și dimensiunea maximă a bobinei, de-a lungul tubului.

Observînd că $AB = BC$ și că $BC' = \frac{1}{2} \frac{d}{\operatorname{tg} \varphi_M}$, iar $BC = \frac{1}{2} \frac{d}{\sin \varphi_M}$, rezultă că:

$$a = AB + BC = \frac{1}{2} d \frac{\cos \varphi_M + 1}{\sin \varphi_M} \tag{7.17}$$

sau:

$$a = \frac{1}{2} \frac{d}{\operatorname{tg} \frac{1}{2} \varphi_M}.$$

De aici se deduce o primă concluzie: spațiul disponibil axial scade pe măsură ce se mărește unghiul maxim de deflexie.

Pentru aprecierea energiei maxime de deflexie se pot face următoarele considerații: în spațiul cilindric de lungime a și diametrul d trebuie să se

producă un cîmp magnetic cu intensitate H; deoarece energia înmagazinată în unitatea de volum este $\frac{1}{2}\mu H^2$, energia totală va fi

$$W = \frac{1}{8}\mu H^2 a\pi d^2. \tag{7.18}$$

Am arătat însă că pentru deflexia cu unghiul φ_M, după relația (7.11) este necesar un cîmp H:

$$H = \frac{mv_0}{ea}\sin\varphi_M. \tag{7.19}$$

Făcînd înlocuirile în relația în (7.18), se obține:

$$W = \frac{1}{4}\left(\frac{\mu m^2 v_0^2 \pi}{e^2}\right) d\sin^2\varphi_M \operatorname{tg}\frac{\varphi_M}{2}. \tag{7.20}$$

În realitate energia necesară este mult mai mare decît rezultă din relația precedentă. Aceasta se datorește faptului că liniile de forță ale cîmpului magnetic se închid prin exteriorul spațiului cilindric de baleiaj și în consecință o energie importantă se localizează și în spațiul exterior. De aceea, reducerea acestei energii este calea pentru mărirea eficienței bobinelor. Relația (7.20) își păstrează totuși interesul, deoarece ne permite să facem cîteva evaluări interesante.

Întrucît termenii din paranteză sînt constanți, rezultă că energia necesară pentru deflexie este proporțională cu diametrul gîtului cilindric al tubului cinescop și cu factorul $\sin^2\varphi_M \operatorname{tg}\frac{1}{2}\varphi_M$, care depinde de unghiul de deflexie.

Pentru fixarea ideilor, să considerăm un tub cinescop de 70° la care, așa cum am arătat, deflexia maximă pe orizontală este $2\varphi_M = 65°$. Factorul care depinde de φ are mărimea:

$$\sin^2(32°,30')\operatorname{tg}(16°,15') = 0{,}083.$$

La un tub de 110°, $2\varphi_M = 105$ și:

$$\sin^2(52°,30')\operatorname{tg}(26°,15') = 0{,}31.$$

Aceste cifre arată că la tuburile de 110° energia necesară pentru deflexie este de aproximativ patru ori mai mare decît la vechile tuburi de 70°, la aceeași tensiune de accelerare (același v_0) și la același diametru d al gîtului tubului. Această creștere considerabilă marchează foarte bine ce probleme grele au trebuit să fie rezolvate pentru obținerea unei deflexii de bună calitate la tuburile de 110° și justifică creșterea considerabilă a puterii etajelor de ieșire pentru baleiaj.

În construcția blocurilor de deflexie ale televizoarelor moderne cu tuburi de 110° se folosesc două tipuri de bobine: bobine în formă de șa și bobine toroidale. Primul tip de bobină, bobina șa, derivă, în principiu, din schema

Arhiva digitala SaDAng

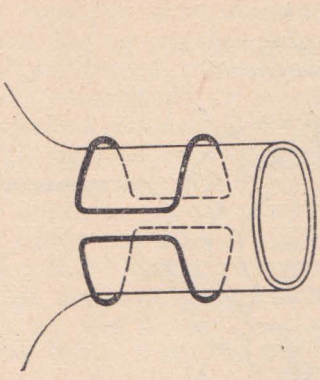


Fig. 7.28. Bobine de deflexie de tip șa.

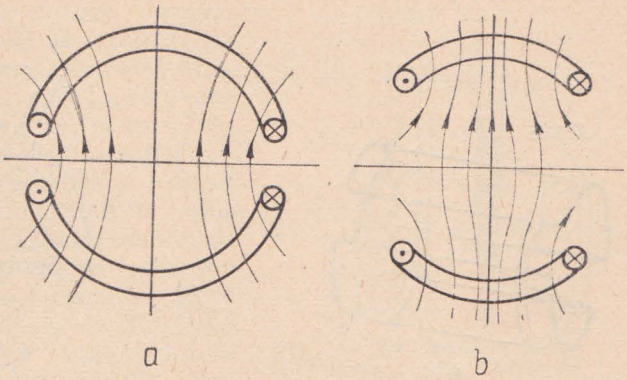


Fig. 7.29. Distribuția cîmpului în zona de deflexie la o bobină de tip șa:
a — cîmpul are o intensitate mai mare la margini; *b* — cîmpul are o intensitate mai mare la centru.

simplă arătată în fig. 7.26. Pentru a obține un cîmp magnetic cît mai intens cu minimum de amperspire, bobinele trebuie apropiate cît mai mult de gîtul cilindric al tubului, astfel încît capătă o formă ca în fig. 7.28.

Distribuția liniilor de forță ale cîmpului magnetic capătă aspectul din fig. 7.29, în care se prezintă o secțiune perpendiculară pe axa tubului. Două situații sînt arătate aici. În prima (fig. 7.29, *a*) este evident că distribuția cîmpului este astfel, încît se obține o intensitate mai mare la marginea gîtului cilindric al cinescopului decît în centru. În cea de-a doua (fig. 7.29, *b*), invers, intensitatea cîmpului este mai mare în centru decît la margine. Între aceste extreme se alege astfel bobina, încît, ținînd seamă de considerațiile făcute în § 7.5, să se obțină o deflexie fără distorsiuni.

Deoarece liniile de forță ale cîmpului se închid în întregime prin aer, reluctanța circuitului magnetic este foarte mare. În consecință, pentru producerea unei anumite intensități H sînt necesare un număr mare de amperspire. O micșorare însemnată a reluctanței și, deci, a numărului de amperspire se obține dacă se asigură închiderea liniilor de forță ale cîmpului magnetic exterior printr-un material cu o mare permeabilitate magnetică. Soluția constructivă constă în a îmbrăca bobina la exterior cu un inel dintr-un material cu mare permeabilitate magnetică. Mănunchiul de spire care constituie o bobină se construiește pe un șablon și are aspectul din fig. 7.30, de unde de altfel derivă și denumirea de bobină șa. La tuburile cu unghi mare de deflexie, într-o parte, bobina este mult prelungită, astfel încît să îmbrace parțial și partea tronconică a tubului cinescop. Această dispoziție are ca efect mărirea lungimii efective a bobinei și asigură o mai mare suprafață de răcire.

Bobinele toroidale au o structură cu totul diferită; ele sînt prezentate schematic în fig. 7.31. Pe un inel (tor) din material feromagnetic cu mare

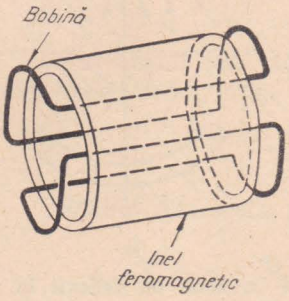


Fig. 7.30. Bobine de tip șa „îmbrăcate" la exterior de un miez feromagnetic de forma unui inel cilindric.

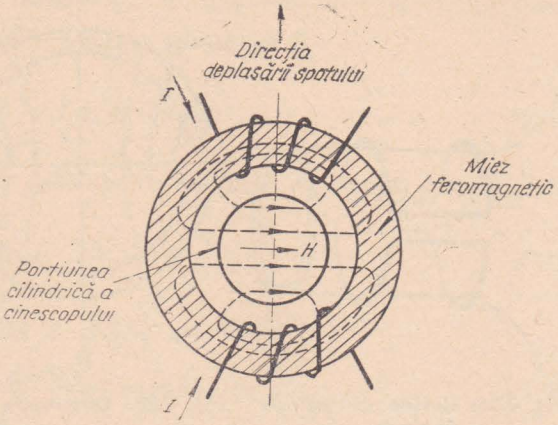


Fig. 7.31. Bobine toroidale. Schiță care ilustrează modul de formare a cîmpului magnetic.

permeabilitate sînt puse două bobine care, parcurse de curent, produc cîmpul magnetic arătat.

Distribuția spirelor pe periferia torului este esențială pentru obținerea unui cîmp uniform pe direcția deplasării fasciculului de electroni. În principiu se folosește ceea ce se numește o distribuție de tip „cosinus", adică respectiv densitatea de distribuție a amperspirelor este proporțională cu cosinusul unghiului la centru măsurat față de direcția deplasării spotului. Pentru realizarea distribuției de tip „cosinus", în partea centrală spirele sînt mai dese (mai multe straturi suprapuse), iar spre margini, din ce în ce mai puține.

Pentru considerente, a căror expunere ar depăși obiectivele acestei cărți, bobinele de tip șa sînt mai indicate pentru deflexia pe linii, iar cele toroidale pentru deflexia pe cadre. Datorită acestui fapt, un bloc de deflexie modern este construit astfel : un tor de material feromagnetic poartă pe el cele două bobine pentru deflexia pe cadre. Bobinele pentru deflexia pe linii, de tip șa, trec prin interiorul aceluiași tor. Așadar, același miez magnetic toroidal servește ambelor bobine. Pentru bobinele de tip șa el constituie inelul exterior, al cărui rol a fost arătat în fig. 7.30.

Torul feromagnetic este constituit din materiale cu mare permeabilitate și cu pierderi mici în cîmpuri magnetice alternative (feroxcub).

7.7. MODULAȚIA TUBULUI CINESCOP

Procesul prin care strălucirea punctului luminos de pe ecranul tubului cinescop este modificată în ritmul semnalului video poartă numele de modulația cinescopului. Așa cum am arătat în § 7.4, tunul electronic al cinescoa-

Arhiva digitala SaDAng

pelor moderne este totdeauna de tip tetrodă. Pentru cele ce urmează este util să facem acum o comparație cu tuburile electronice obișnuite, tetrode sau pentode. Considerînd catodul ca punct de referință al tensiunilor, se știe că, în astfel de tuburi, curentul anodic este în mod esențial determinat de tensiunea între prima grilă și catod și de tensiunea între ecran și catod, fiind în limite largi relativ puțin influențate de tensiunea dintre anod și catod. Exact aceeași situație se întîlnește și la un cinescop. Curentul fasciculului de electroni, pe care îl vom numi curent anodic, este colectat prin stratul de aluminiu al ecranului la tensiunea anodului de accelerare (15-18 kV); vom numi această tensiune pe scurt tensiune anodică. Ca și la o tetrodă, acest curent anodic este practic independent de tensiunea anodică, dar depinde, în mod esențial, de tensiunea grilei de comandă (electrodul E_1) față de catod și de tensiunea electrodului ecran (electrodul E_2) față de catod.

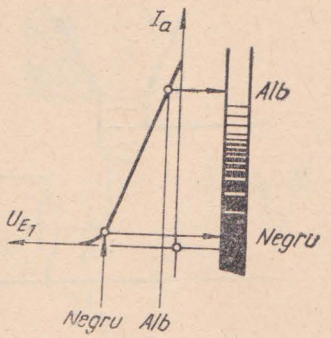


Fig. 7.32. Caracteristica curentului anodic (I_a) în funcție de tensiunea grilei de comandă (U_{E_1}) față de catod, pentru o tensiune constantă a electrodului ecran (U_{E_2}). În dreapta este figurată corespondența dintre strălucirea punctului luminos de pe ecran și I_a

Un exemplu de caracteristică a curentului anodic în funcție de tensiunea U_{E_1} (tensiunea grilei de comandă față de catod), avînd ca parametru tensiunea U_{E_2} (tensiunea grilei ecran față de catodă) se arată în fig. 7.32. Ținînd seamă de faptul că strălucirea punctului luminos de pe ecran este proporțională cu intensitatea curentului anodic, de la caracteristica electrică din fig. 7.32 se poate trece la ceea ce se numește caracteristica de transfer a tubului, în care strălucirea este dată în funcție de U_{E_1} pentru o valoare constantă a tensiunii U_{E_2}. În fig. 7.32 este arătată corespondența dintre curentul anodic I_a și strălucirea punctului luminos.

Ochiul omenesc percepe un domeniu limitat de străluciri. La străluciri foarte mari se produce fenomenul de orbire, care determină astfel limita superioară a senzației. La străluciri foarte mici limita este determinată de pragul de sensibilitate al ochiului. Aceste două limite ar putea fi definite ca „albul" și „negrul" fiziologic. Pentru ca imaginea de televiziune să fie corect reprodusă este necesar ca semnalul de televiziune să se aplice cu astfel de polaritate și amplitudine, încît pe caracteristica de transfer punctele de funcționare corespunzătoare albului și negrului să fie determinate de nivelele albului și negrului din semnalul video. Din considerațiile de mai sus rezultă simplu schema și principiul după care se poate face modulația cinescopului (fig. 7.33). Catodul este menținut la un potențial fix de referință; tensiunea U_{E_2} este constantă și la fel tensiunea anodică. Semnalul video se aplică pe grila de comandă față de catod. Este de reținut faptul, de cea mai mare importanță, că semnalul video se aplică astfel, încît tensiunea grilei de comandă să fie tot timpul negativă față de catod. Impulsurile de sincronizare trebuie să

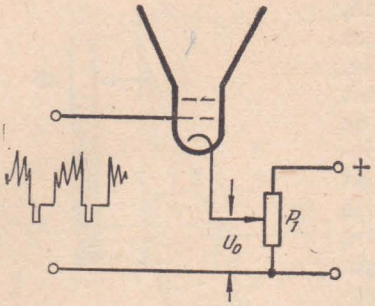


Fig. 7.33. Schema modulației cinescopului pe grilă.

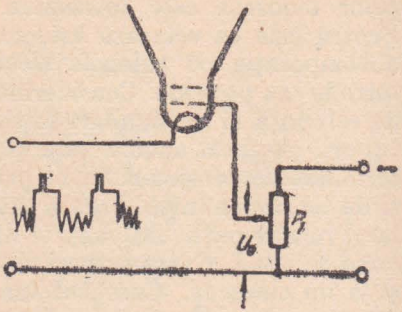


Fig. 7.34. Schema modulației cinescopului pe catod.

ducă punctul de funcționare pe caracteristică în zona de tăiere, căreia îi corespunde negrul pe ecran.

De aici decurge faptul că semnalul video trebuie să se aplice în sensul arătat pe figură pe grila de comandă a cinescopului. Astfel, impulsurile de sincronizare sînt în sensul negativării grilei și trebuie să ajungă peste cotul inferior al caracteristicii, unde curentul anodic, respectiv fasciculul de electroni, se anulează. Tensiunea de polarizare U_0, cu plusul spre catod, dă negativarea fixă a tubului, în jurul căreia se plasează semnalul video. În definitiv, tubul cinescop funcționează într-o schemă identică cu aceea a unui tub amplificator la care semnalul se aplică pe grilă, aceasta fiind totdeauna negativă față de catod.

În practica actuală a televiziunii nu se folosește, de obicei, schema de mai sus și de aceea prezentarea ei a avut scopul unei introduceri în problemă. Schema care se întîlnește în majoritatea televizoarelor este aceea a modulației pe catod. În principiu, această schemă este identică cu aceea a unui tub amplificator cu grila la masă la care semnalul se aplică pe catod. După cum se arată în fig. 7.34, grila de comandă este menținută la un potențial fix, de referință. Ecranul este, la rîndul lui, la o tensiune fixă, dar față de grila de comandă, ca și anodul de accelerare. Semnalul video se aplică pe catod, față de grila de comandă.

Evident, că acum semnalul video aplicat catodei trebuie să fie totdeauna pozitiv față de grila de comandă, ceea ce în fapt înseamnă ca și în cazul precedent că grila de comandă este totdeauna negativă față de catod. Pentru ca impulsurile de sincronizare să ajungă în cotul inferior al caracteristicii, polaritatea semnalului video trebuie să fie ca în figură. S-ar părea, deci, că nu există nici o deosebire față de cazul precedent, decît în ceea ce privește sensul de aplicare al semnalului video. În realitate, însă, lucrurile stau așa cum se arată în fig. 7.35, în care se dau caracteristicile curentului anodic în funcție de tensiunea aplicată pe grilă pentru două valori ale tensiunii de ecran (toate tensiunile sînt aplicate între electrodul respectiv și catod). În cazul funcționării cu grila la masă, tensiunile fixe (anodică și ecran) fiind aplicate

Arhiva digitala SaDAng

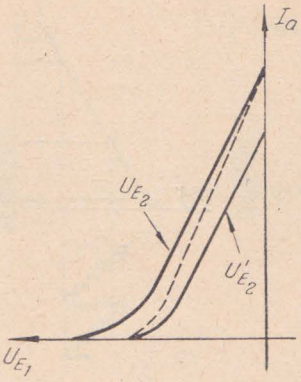


Fig. 7.35. Caracteristici ale curentului anodic *Ia*, pentru două valori ale tensiunii de ecran ($U_{E_2} > U'_{E_2}$). La modulaţia pe catod se obţine o funcţionare după caracteristica punctată.

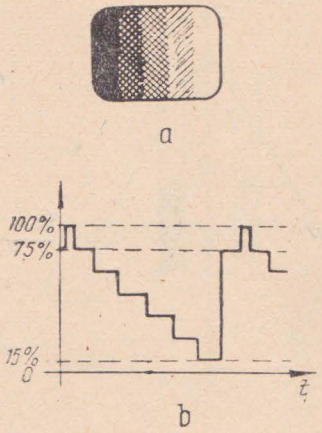


Fig. 7.36. Imagine formată din cinci dungi verticale egal de late şi care realizează cinci trepte de strălucire între negru şi alb şi semnalul video corespunzător pe durata unei linii.

între grilă şi electrodul respectiv, lucrurile se petrec ca şi cînd punctul de funcţionare ar trece pe caracteristici succesive corespunzătoare unor tensiuni de ecran variabile (caracteristica punctată din fig. 7.35). Se obţine o caracteristică rezultantă cu o pantă mai mare. Acesta este avantajul principal al modulaţiei pe catod, care alături de alte avantaje face ca această schemă să fie folosită de preferinţă.

7.8. NIVELUL NEGRULUI ŞI CONTRASTUL

Pentru lămurirea problemelor care ne interesează în acest capitol, se presupune că televizorul primeşte o imagine formată din cinci dungi verticale egal de late şi care realizează cinci trepte de strălucire între negru şi alb. Semnalul video pentru toate liniile va avea evident forma arătată în fig. 7.36.

Acest semnal se aplică tubului cinescop într-un montaj ca în fig. 7.33 sau 7.34. În funcţie de poziţia potenţiometrului *P*, semnalul s-ar putea plasa pe caracteristica de transfer a tubului cinescop, ca în fig. 7.37. Se constată cu uşurinţă că imaginea care se obţine pe cinescop este reprodusă incorect din două motive:

— nivelul negrului este prost plasat;

— amplitudinea semnalului este insuficientă.

Nivelul negru din semnalul video nu cade pe caracteristica de transfer la nivelul negru optic, ci dincolo de cotul inferior al caracteristicii. Astfel au

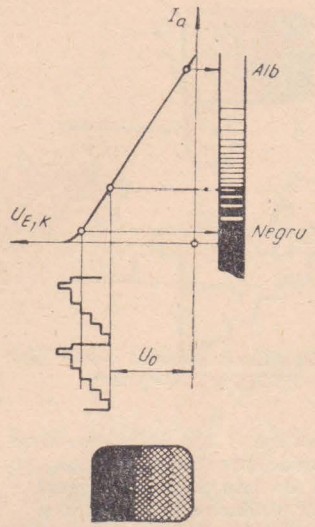


Fig. 7.37. Nivelul negrului prost plasat și contrast insuficient.

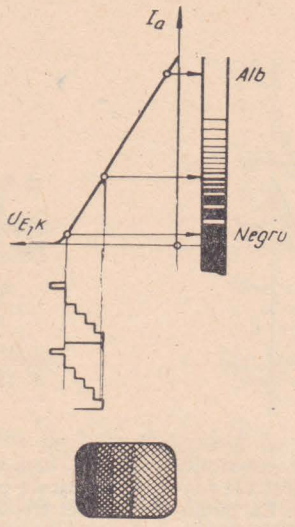


Fig. 7.38. Nivelul negrului bine plasat, constrast insuficient.

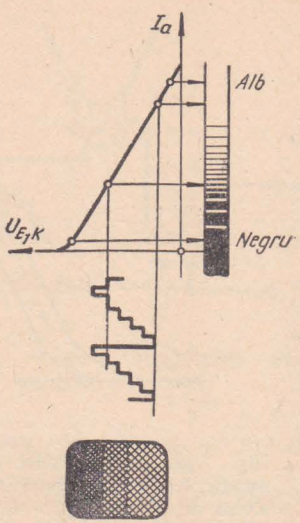


Fig. 7.39. Nivelul negrului deplasat în alb, contrast insuficient.

apărut două dungi verticale negre în loc de una singură. Pe de altă parte, dunga care ar trebui să fie albă apare ca o nuanță de gri.

Dacă se modifică poziția potențiometrului P și se reduce polarizarea U_0 dintre grilă și catod, semnalul video de aceeași amplitudine ar putea fi plasat pe caracteristica de transfer ca în fig. 7.38. Imaginea recepționată este acum mai bună : cele cinci dungi au toate nuanțe diferite, deoarece nivelul negrului este bine plasat. Totuși, gradația în strălucire este încă incorectă : ultima dungă nu ajunge la alb. Reducînd și mai mult tensiunea de polarizare U_0, se ajunge la situația din fig. 7.39. Imaginea suferă de același defect : nu este reprodusă întreaga scară a strălucirilor celor cinci dungi succesive. Dacă s-ar reduce și mai mult tensiunea de polarizare semnalul ar intra din ce în ce mai mult în „alb". Acest lucru ar duce la momente în care grila cinescopului devine pozitivă față de catod. Încărcarea excesivă a cinescopului are însă efecte nefavorabile : duce la o uzură exagerată.

Din situațiile examinate rezultă că tensiunea de polarizare U_0 determină iluminarea medie a ecranului. De aceea, potențiometrul P cu care se poate regla U_0 (fie în schema din fig. 7.33, fie în schema din fig. 7.34) poartă numele de potențiometru de lumină. La tensiuni de polarizare prea mari (în valoare absolută) parte din imagine trece în negru ; la tensiuni de polarizare prea mici parte din imagine trece în alb.

Așa cum este vizibil în toate figurile precedente, imaginea suferea de defectul că nu este reprodusă corect scara strălucirilor, acest defect neputînd

Arhiva digitala SaDAng

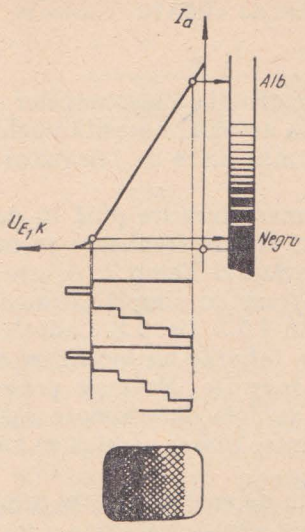


Fig. 7.40. Nivelul negrului bine plasat, contrast corect.

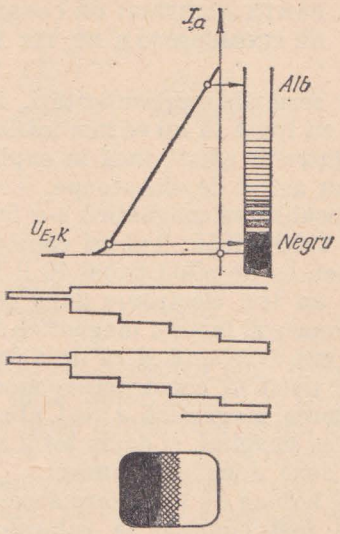


Fig. 7.41. Contrast exagerat.

fi corectat prin reglajul potenţiometrului de lumină. Se spune că imaginea nu are un contrast suficient.

În televiziune se numeşte contrast raportul dintre strălucirea punctelor celor mai luminoase către strălucirea punctelor celor mai întunecoase. Contrastul unei imagini de televiziune este proporţional cu amplitudinea semnalului video. De aceea, reglajul contrastului se obţine reglînd amplitudinea semnalului video, după cum într-un aparat de radio reglajul volumului sonor dat de difuzor se obţine acţionînd asupra amplitudinii semnalului audio.

Aşadar, presupunînd că semnalul de televiziune primit în antenă este constant, trebuie să obţinem o amplificare mai mare a semnalului video arătat în exemplificarea precedentă, pentru a căpăta un contrast corespunzător al imaginii reproduse. Butonul de reglaj al contrastului, pe care-l are orice televizor, acţionează — într-un mod oarecare — asupra amplitudinii semnalului video. Diversele scheme folosite vor fi analizate în paragrafele următoare. Mărind amplitudinea semnalului video se schimbă poziţia ocupată de nivelul negrului, aşa încît trebuie să se acţioneze concomitent şi asupra reglajului de lumină pînă cînd va fi posibil să se obţină o situaţie ca în fig. 7.40. Imaginea are un contrast corespunzător şi nivelul negrului este bine plasat. Dacă amplitudinea semnalului video este excesiv de mare, ca în fig. 7.41, imaginea tinde să se reducă doar la elemente alb şi negru, fără nuanţe intermediare.

7.9. PARTICULARITĂȚI DE CONSTRUCȚIE ȘI REGLAJ LEGATE DE CINESCOAPELE DE TIP VECHI

O serie de particularități, legate de construcția cinescoapelor de tip vechi, cu toate că nu se mai întîlnesc în tehnica actuală, necesită unele explicații, întrucît există încă în exploatare un număr mare de televizoare echipate cu astfel de cinescoape.

Focalizarea magnetică s-a bucurat de o mare favoare pînă în perioada anilor 1950—1955. Tuburi construite cu acest tip de focalizare se întîlnesc și la noi, ca de pildă tubul 40 Л К 1 Б din televizorul Temp 2. Aceste tuburi aveau un tun electronic de o construcție extrem de simplă. Principiul de funcționare al lentilei magnetice a fost arătat în § 7.3, fig. 7.8. Calitatea focalizării era excelentă și ea nu a fost egalată de tuburile cu focalizare electrostatică decît în construcțiile moderne foarte îngrijite. Motivele pentru care focalizarea magnetică a fost abandonată nu au fost determinate așadar de calitatea imaginii, ci de cu totul alte considerente. Dintre acestea se vor menționa doar două și anume:

— bobina de focalizare necesită un consum de energie relativ important, care a fost eliminat la tuburile cu focalizare electrostatică;

— necesitatea de a monta bobina de focalizare pe gîtul tubului mărește foarte mult ancombramentul.

La tuburile moderne, cu unghi mare de deschidere, așa cum am arătat, problema spațiului disponibil pentru plasarea bobinelor de deflexie este esențială.

Din punct de vedere constructiv, bobina de focalizare se monta într-un singur ansamblu, împreună cu bobinele de reflexie. Focalizarea se obținea prin reglajul, cu ajutorul unui potențiometru, a curentului care trecea prin bobină. O problemă importantă era tocmai aceea a sursei de curent continuu pentru focalizare. În foarte multe televizoare, ca de altfel și în televizorul Temp 2, citat înainte, se recurgea la următoarea soluție: suma curenților anodici, a tuturor tuburilor televizorului, traversa în serie bobina de deflexie. Pentru acest motiv, minusul redresorului pentru tensiunea anodică nu era legat la masă, ci la un capăt al bobinei de deflexie.

O altă particularitate constructivă este aceea legată de apariția petei ionice pe ecranul cinescopului, după un anumit timp de funcționare. Proveniența acestei pete se datora fenomenelor următoare: urmele de gaz, rămase în interiorul tubului cinescop după vidare, produc prin ciocnire cu electronii fasciculului ioni pozitivi și negativi. Ionii pozitivi se îndreaptă către catod pe care îl bombardează. Energia lor se transformă aici în căldură. Ionii negativi se îndreaptă către ecran. Acțiunea cîmpului magnetic al bobinelor de deflexie este foarte mică asupra lor. Acest lucru poate fi demonstrat folosindu-ne de relațiile (7.3) și (7.11), din care obținem:

$$\sin \varphi = \sqrt{\frac{e}{2m(U - U_0)}}\, aH. \tag{7.21}$$

Arhiva digitala SaDAng

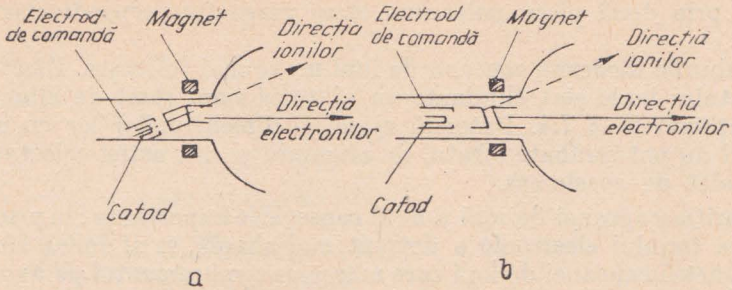


Fig. 7.42. Capcana de ioni:
a — tun electronic cotit; *b* — tun electronic cu fante oblice.

Relația este valabilă, atît pentru electroni, cît și pentru ionii negativi, cu condiția ca masa *m* care apare la numitor să fie egală, respectiv, cu masa electronului sau, respectiv a ionului. Deoarece masa ionilor este de mii de ori mai maredecît masa electronului, este clar că ionii vor fi foarte puțin deviați. Ca urmare, ei bombardează continuu partea centrală a ecranului, care astfel se degradează. După un timp de funcționare, în centrul ecranului apare o pată galbenă, numită pată „ionică".

Pentru a se împiedica acest efect supărător se recurge la un dispozitiv numit capcană de ioni. Eficacitatea dispozitivului se bazează pe faptul că ionii se produc în cea mai mare parte în zona catodului și a grilei de comandă unde este și cel mai mare flux de electroni.

Principiul de funcționare a unei capcane de ioni este arătat în fig. 7.42, *a*. Elementele tunului electronic nu sînt plasate pe axa cinescopului, ci la un anumit unghi. În aceste condiții fasciculul de electroni și ioni care vin dinspre catod ar fi în întregime colectat de electrodul de accelerare. Dacă în exteriorul tubului cinescop se montează un magnet, care să dea un cîmp perpendicular pe planul figurii, electronii pot fi deviați și readuși pe ax, pe cînd ionii fiind cu masă mai mare nu pot fi deviați și sînt în continuare captați de electrodul de accelerare. Un alt tip de capcană de ioni este arătată în fig. 7.42, *b*. Tunul electronic are toate elementele axiale, însă electrozii sînt tăiați oblic. Lentila electronică care se creează va devia fasciculul de ioni și electroni spre peretele interior, unde vor fi colectați. Dacă se pune un magnet, este posibil să se modifice doar traiectoria electronilor pentru a fi readuși în axă.

Magnetul capcanei de ioni se montează pe gîtul cilindric al cinescopului. El poate fi rotit și deplasat axial pînă cînd sînt îndeplinite condițiile de deviere corectă a fasciculului de electroni.

Un exemplu constructiv de astfel de magnet este arătat în fig. 7.43. Un magnet permanent,

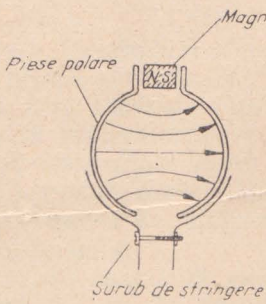


Fig. 7.43. Exemple constructive de magneți pentru capcane de ioni.

transmite prin două piese polare un cîmp magnetic perpendicular pe axa tubului;

La tuburile moderne capcana de ioni nu se mai folosește. Efectele bombardamentului ionic sînt eliminate cu ajutorul unui strat de aluminiu mai gros, menționat în § 7.4. Datorită masei și dimensiunilor lor cu mult mai mari, ionii nu pot străbate stratul de aluminiu și sînt astfel colectați la tensiunea înaltă de accelerare.

Dispariția capcanei de ioni a avut consecințe importante: în primul rînd construcția tunului electronic a devenit mai simplă, în al doilea rînd a dispărut magnetul capcanei de ioni care mărea ancombramentul pe axul tubului și, în fine, în al treilea rînd s-a obținut o îmbunătățire a calității imaginii, deoarece modificările de traiectorie ale electronilor aveau consecințe asupra focalizării. În sfîrșit, mai trebuie menționat că a dispărut necesitatea reglajului magnetului, reglaj care prezenta unele dificultăți.

Arhiva digitala SaDAng

CAPITOLUL 8

GENERATOARE DE BALEIAJ

8.1. GENERALITĂȚI

Rolul funcțional în receptor. În receptor, pentru redarea imaginii este necesar un dispozitiv care să asigure printr-o explorare sinteza acestei imagini. Pentru explorare se folosește un fascicul electronic generat de tunul electronic din cinescop. Comanda acestui fascicul, pentru a avea loc explorarea, se face cu niște semnale de formă adecvată, generate de generatoarele de baleiaj. Ele trebuie să funcționeze sincron cu cele de la captare, pentru a se reconstitui geometria corectă a imaginii. Aceste semnale se introduc în două bobine de deflexie (v. cap. 7), cu ajutorul cărora se creează cîmpurile magnetice îndreptate după două direcții H și V, cîmpuri variabile în timp după o anumită lege. Pentru determinarea acestei legi de variație a cîmpurilor, respectiv a semnalelor care le produc, se au în vedere particularitățile constructive și electrice (v. cap. 7) ale cinescoapelor și bobinelor. Ținînd seamă că, în final, spotul trebuie să se miște pe ecran cu viteză constantă, de la stînga la dreapta și de sus în jos, ca și de faptul că drumul de întoarcere al fasciculului este de durată mai mică decît cel de ducere (v. cap. 1), se poate determina această lege. Întrucît cîmpurile se creează cu ajutorul bobinelor, semnalele în discuție trebuie să fie curenți.

Forma necesară a curenților în bobinele de deflexie. Pe ecran, spotul trebuie să descrie rastrul cu viteză constantă. Într-o primă aproximație, curenții trebuie să aibă forma unor dinți de ferăstrău (fig. 8.1). Perioadele de repetiție ale curenților în cele două bobine, care asigură explorarea pe verticală și orizontală, sînt de 20 ns și de 64 μs (respectiv frecvențele de 50 Hz și 15 625 Hz în cazul normei O.I.R.T.). Din această perioadă, o parte mai mare este rezervată cursei directe T_d și una mai scurtă — cursei de întoarcere T_i, care nu este utilă din punctul de vedere al redării imaginii.

Abaterile formei curentului, de la una cu pantă constantă pe timpul ducerii, dau loc la distorsiuni de scară ale imaginii (v. cap. 7). În realitate, însă, din cauza construcției bobinelor și a ecranului tubului cinescop, care are altă rază de curbură decît a deflexiei (v. cap. 7), dacă se păstrează forma liniară a curenților, apar distorsiuni de formă ale rastrului, ca cele de peri-

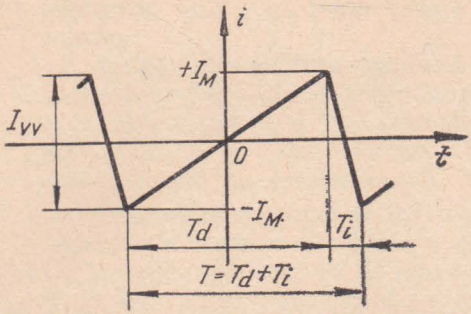


Fig. 8.1. Forma curentului în bobinele de deflexie pentru viteză de explorare constantă.

niță, butoi etc. (v. cap. 7). Forma reală a curenților se va abate de la cea ideală pentru a compensa aceste distorsiuni. Adică, cîmpurile de explorare nu vor mai varia liniar în timp, pentru ca să se obțină o viteză constantă de mișcare a spotului pe ecran și o imagine cu suprafață de formă regulată.

Bobinele de deflexie. Alegerea valorilor inductanțelor bobinelor de deflexie se face ținînd cont de frecvența la care se lucrează, de volumul afectat amplasării lor, ca și de posibilitatea de a asigura cu elemente obișnuite curenți de amplitudine acceptabilă.

Valorile minime ale inductanțelor sînt impuse de existența unor curenți care să nu aibă valori prea mari. Cu cîteva sute de microhenry pentru unele elemente sau milihenry pentru altele, se obțin curenți de ordinul 1-2 A, care se pot asigura ușor.

Valorile maxime ale inductanțelor sînt impuse de numărul maxim de spire cu un anumit diametru (impus de valoarea curentului) care încap în volumul afectat pentru amplasarea bobinelor. În afară de aceasta se va arăta că, cu inductanțe de valoare prea mare nu se mai poate asigura un timp de întoarcere mic. De aceea, nu se fac bobine avînd inductanțe mai mari de cîțiva milihenry.

Valorile rezistențelor sînt dictate de pierderile ce pot apărea și de distorsiunile admisibile.

În practică se construiesc bobine care au valori de la cîțiva milihenry la cîteva zeci de milihenry (excepție fac cele utilizate în baleiajul de linii la generatoarele echipate cu tranzistoare, care au valori de circa 100 μ H.). Tot dintr-un motiv constructiv, se construiesc cu volum de cupru aproximativ egal. Aceasta înseamnă că vor avea constante de timp de valori apropiate;

$$\tau_H = \frac{L_H}{R_H} \approx \tau_v = \frac{L_v}{R_v}. \tag{8.1}$$

Acest lucru atrage însă o funcționare total diferită a generatoarelor, deoarece sarcina lor va fi diferită. Într-adevăr, deoarece valorile inductanțelor sînt $L_H \approx L_v \approx 5-10$ mH și ale rezistențelor $R_H \approx R_v \approx 5-10\ \Omega$, constantele de timp au valorile de ordinul $\frac{5 \cdot 10^{-3}}{5} = 10^{-3}$ s $= 1$ ms. În aceste condiții :

$$\tau_H \gg T_H = 64\,\mu s \text{ și } \tau_v \ll T_v = 20 \text{ ms}. \tag{8.2}$$

Din aceste motive, bobinele de deflexie pentru orizontală se vor comporta numai ca inductanțe (fig. 8.2), iar cele pentru deflexia verticală, ca

Arhiva digitala SaDAng

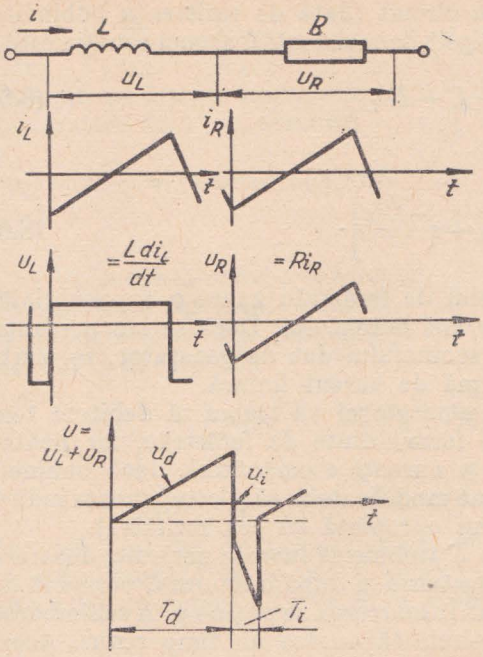


Fig. 8.2. Circuitul electric echivalent al bobinelor de deflexie și formele curenților și tensiunilor în bobine.

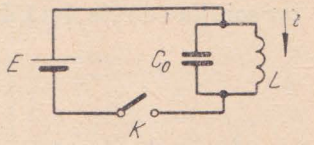


Fig. 8.3. Circuitul echivalent simplificat al generatorului și bobinelor pentru obținerea curenților liniar variabili.

niște rezistențe (la care totuși nu se poate neglija complet partea inductivă, care este comparabilă cu cea rezistivă). Altfel spus:

$$\omega_H \cdot L_H \gg R_H \quad \text{și} \quad \omega_V \cdot L_v \ll R_v, \tag{8.3}$$

care decurg din (8.2) și din valorile frecvențelor de explorare. Înseamnă că, pentru forme ale curenților i_L, presupuși în primă aproximație liniar variabili în timp, bobinele de deflexie orizontală vor prezenta la borne tensiuni u_L de forma unor impulsuri iar cele de deflexie verticală, tensiuni de formă impuls și dinte de ferăstrău $u_L + u_R$ (v. fig. 8.2). Generatoarele de baleiaj vor trebui să asigure atunci aceste forme de undă cu amplitudinile și cu frecvențele respective.

Circuitul echivalent — oscilațiile libere. Obținerea unor curenți de formă dinte de ferăstrău într-o inductanță este posibilă cu un circuit simplificat, ca cel din fig. 8.3, în care bobinele s-au presupus pur inductive, iar generatorul, o sursă de tensiune E, care se aplică periodic circuitului, cu ajutorul unui comutator K. Cînd comutatorul este închis, curentul obținut este dat de soluția ecuației diferențiale care reprezintă ecuația circuitului:

$$u_L = E = \frac{L\mathrm{d}}{\mathrm{d}t} i_L \quad \text{și} \quad i_L = \frac{1}{L}\int E\,\mathrm{d}t = \frac{E}{L}t, \tag{8.4}$$

deci, este un curent variabil liniar cu timpul t.

Dacă intervine şi o rezistenţă în circuit (dată de rezistenţa bobinelor şi a unui comutator real, care nu este lipsit de rezistenţă), atunci ecuaţia este :

$$E = \frac{Ldi}{dt} L + Ri_L, \tag{8.5}$$

iar soluţia sa este dată de expresia :

$$i_L = \frac{E}{R}\left[1 - e^{-\frac{R}{L}t}\right]. \tag{8.6}$$

În aceste condiţii, în locul dintelui de ferăstrău apare o exponenţială, care va conduce la o distorsiune a formei curentului. Dacă se iau precauţii pentru a schimba convenabil forma semnalului dat de generator, se poate obţine chiar în aceste condiţii o formă de curent liniară.

Pentru baleiajul orizontal, deci, generatorul va trebui să debiteze tensiuni constante, respectiv curenţi de formă dinte de ferăstrău, iar pentru baleiajul vertical, tensiuni variabile şi curenţi asemănători, dacă bobinele se pot considera ca rezistenţe, sau forme modificate dacă şi componenta inductivă este importantă (comparabilă sau apropiată cu cea rezistivă).

În funcţionare, însă, comutatorul K trebuie să lucreze periodic, deoarece are loc o cursă de ducere cu viteză constantă şi după o anumită perioadă de timp trebuie să se producă întoarcerea. Întoarcerea se obţine prin schimbarea sensului curentului prin bobine şi trebuie să dureze un timp redus. Acest lucru se poate obţine cu ajutorul generatorului sau se poate face şi altfel. În circuitul din fig. 8.3 se remarcă existenţa capacităţii C_0, care este suma capacităţilor parazite din circuit (în principal a bobinei de deflexie). Cît timp comutatorul este închis, pe timpul cursei directe, această capacitate nu are nici o importanţă, fiind de valoare mică. În momentul în care, după durata de timp corespunzătoare cursei directe, se ajunge la un curent de valoare $+ I_M$ (v. fig. 8.1), comutatorul se deschide. Energia înmagazinată în bobine

$$W_m = \frac{1}{2} L \cdot I_M^2 = \frac{1}{8} L \cdot I_{vv}^2, \tag{8.7}$$

la sfîrşitul acestei perioade, va da naştere la oscilaţii libere în circuitul oscilant format din L şi C_0. Ca urmare, energia va trece alternativ din bobină în condensator, pînă în momentul în care ea este complet absorbită în rezistenţa de pierderi a circuitului (curba punctată din fig. 8.4 care indică amortizarea oscilaţiilor). Frecvenţa cu care are loc acest proces este dată după Thomson de constantele L şi C_0 ale circuitului prin expresia :

$$f_{osc} = \frac{1}{2\pi} \frac{1}{\sqrt{LC_0}}. \tag{8.8}$$

Curentul va avea o variaţie cosinusoidală de forma : $i_L = I_M \cos \omega t$, iar tensiunea la borne u_L, constantă pe timpul ducerii, şi egală cu

Arhiva digitala SaDAng

$u_{L_d} = L \cdot \frac{di}{dt} = L \frac{2I_M}{T_d}$, are aceleași oscilații pe timpul întoarcerii, în cuadratură însă cu curentul

$$u_{L_i} = L \frac{di}{dt} = -\omega \cdot L \cdot I_M \sin \omega t. \quad (8.9)$$

Valoarea maximă a tensiunii are loc la un moment corespunzător unui sfert din perioadă și este dată de expresia

$$u_{Li_{max}} = \frac{\pi}{2} u_{Ld} \frac{T_d}{T_i}. \quad (8.10)$$

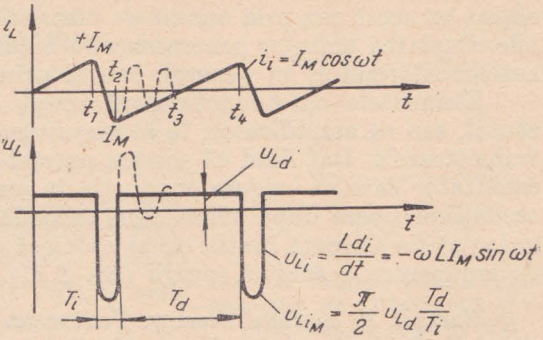


Fig. 8.4. Curentul și tensiunea pentru circuitul din fig. 8.3 în ipoteza lipsei componentei continue a curentului.

Cum raportul timpilor este mare $\frac{T_d}{T_i} = 5 - 10$, se obține o tensiune inversă maximă de valoare mare, chiar de ordinul kilovolților.

Se constată că se poate folosi pentru întoarcere prima semiperioadă a oscilației de curent. Ea va dura atunci timpul:

$$T_i = \frac{1}{2} \cdot T_{osc} = \frac{1}{2} \cdot \frac{1}{f_{osc}} = \pi \sqrt{LC_0}. \quad (8.11)$$

Din expresiile (8.10) și (8.11) apare încă o justificare care limitează alegerea unei bobine de deflexie cu inductanța de valoare mare. S-ar obține tensiuni inverse prea mari și eventual frecvențe de oscilații mici, deci o durată a cursei de întoarcere prea mare. Dacă se aranjează lucrurile în așa fel, încît valorile L și C_0 să fie convenabile, întoarcerea durează atît cît prescrie norma respectivă (7—8 μs).

Circuitul trebuie să fie prevăzut cu astfel de elemente suplimentare, încît celelalte semiperioade ale oscilației libere, care urmează după prima, folosită pentru întoarcere, să nu aibă loc, deoarece pentru cursa directă acesta este un fenomen nedorit. Lucrul se evită prin închiderea comutatorului după prima semiperioadă la momentul t_2. Se vede însă din figură că pentru obținerea unui curent fără componentă medie (axat cu valoarea medie pe axa de zero, ca în fig. 8.4), ar fi nevoie de un comutator și o sursă simetrică (de la t_2 la t_3 să dea un curent de polaritate negativă, liniar variabil în timp, iar de la t_3 la t_4 — de polaritate pozitivă) sau între acestea și sarcină să se intercaleze un transformator. În plus, o dată cu închiderea comutatorului, la momentul t_2, oscilațiile trebuie să dispară.

Acest mod de a obține întoarcerea se folosește la generatorul de baleiaj orizontal. La generatorul de baleiaj vertical, unde întoarcerea este de durată mai mare (≈1,5 ms), aceste oscilații posibile nu se folosesc. Întoarcerea se

obține în acest caz prin curent de comandă de polaritate și viteză convenabile. Cuplarea ambelor generatoare la bobine se face prin transformator sau autotransformator, în general, sau și prin cuplaj LC la baleiajul vertical.

Elementele care funcționează drept comutator, pentru baleiajul orizontal, sau ca amplificator, în baleiajul vertical, sînt tuburile electronice sau tranzistoarele. Dat fiind că acestea nu sînt simetrice (nu pot fi folosite drept comutator care să asigure conducția în ambele sensuri) și deoarece energia oscilațiilor libere după prima semiperioadă se poate folosi util (v. cap. 8.2) în loc să fie disipată inutil, ele se asociază cu niște diode în montaje speciale de recuperare a acestei energii (fig. 8.11).

Energia și curentul necesar. Pentru un cinescop avînd dimensiunile ecranului H, V și diagonala D, unghiurile de deflexie φ_H, φ_V și φ_D, diametrul gîtului d și tensiunea de accelerare a anodului U_a, se poate demonstra că energia necesară deflexiei este dată de expresia:

$$W_m \approx \frac{d}{7200} \cdot \sin^2 \varphi \operatorname{tg} \varphi/2 \; U_a \; [\text{m} \cdot \text{Joule}], \tag{8.12}$$

în care φ corespunde, fie dimensiunii orizontale, fie celei verticale. Semnul aproximativ s-a pus pentru a se arăta că s-au neglijat, în primă aproximație, diametrul carcasei bobinei și al fasciculului de electroni care intervin într-un calcul exact.

Această energie necesară trebuie să fie asigurată de curentul debitat de etajele finale, curent care trece prin bobinele de inductanță L:

$$W_m = \frac{1}{8} L I_{vv}^2. \tag{8.13}$$

Din relațiile (8.12) și (8.13), știind energia necesară la un cinescop dat, și bobinele alese, rezultă amplitudinea curentului pe care trebuie să-l asigure etajul final de baleiaj.

Din construcția cinescopului va rezulta și forma impusă acestui curent (v. cap. 7.) și durata întoarcerii.

Formatul imaginii și durata întoarcerii. Imaginea emisă are raportul de aspect, care indică formatul ei, de valoare 4/3. Acest raport se menține și la cinescoapele de redare cu unghiuri de deflexie (v. cap. 7) de 70 sau 90°. Pentru cinescoapele cu unghiuri de deflexie de 110 sau 114° s-a introdus un format al rastrului de 5/4. Acest lucru duce la o micșorare a energiei necesare de deflexie.

În fig. 8.5 sînt arătate relațiile dintre imaginea emisă cu raportul 4/3 și recepționată cu raportul 5/4 pentru o aceeași înălțime V a imaginii $\left(\frac{H}{V} = \right.$ $= \frac{16}{12} = \frac{4}{3}$ la emisie și $\frac{H}{V} = \frac{15}{12} = \frac{5}{4}$ la recepție$\left.\right)$. Lățimea imaginii la re-

Arhiva digitala SaDAng

cepție este cu circa 6% mai mică din acest motiv. Această pierdere de informație nu este importantă, în schimb, dacă acest procent de 6% se scade din cursa directă și se adaugă la cea inversă (15% + 6% = 21%) se obține un curent de baleiaj necesar cursei directe de amplitudine mai mică (v. rel. 8.4) și o tensiune inversă pe timpul întoarcerii, de asemenea, mai mică (v. rel. 8.10). Energia necesară, cerută etajului final al generatorului de baleiaj orizontal, va fi mai mică cu aproximativ 10%.

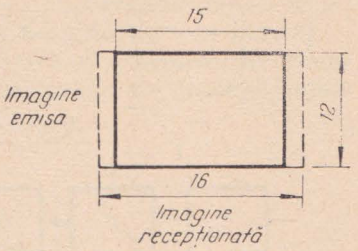


Fig. 8.5. Relațiile între imaginile transmise cu raportul 4/3 și recepționate cu raportul 5/4.

8.2. SCHEMA-BLOC A GENERATOARELOR DE BALEIAJ

Din cele prezentate în alineatele precedente rezultă pentru un generator de baleiaj o schemă-bloc de principiu ca în fig. 8.6. Bobinele de deflexie pe orizontală L_H sau pe verticală L_v se cuplează, în general, printr-un element de cuplaj — transformator sau autotransformator — cu etajul final al generatorului de baleiaj. Elementul de cuplaj se pune pentru a asigura o separare și pentru a asigura curenți necesari mai mici în etajul final decît cei ceruți în sarcină. Transformatorul este, de tip coborîtor de tensiune și ridicător de curent. În cazul în care generatorul poate asigura chiar curenții de amplitudine necesară în bobine (cazul tranzistoarelor), acest transformator poate lipsi.

Etajul final, care asigură curenții de forma și amplitudinea dorită, trebuie să fie comandat cu semnale de formă, amplitudine și frecvență corespunzătoare. Pentru aceasta, în schemă apare un oscilator de relaxare sincronizat *1*, cu impulsurile de sincronizare sosite de la emițător, care generează impulsuri de frecvențe f_H sau f_v. Printr-un circuit de formare *2* se obțin semnale de formă de dinte de ferăstrău sau impuls dinte de ferăstrău care, în cazul generatoarelor cu tuburi, sînt suficiente pentru comanda etajului final *5*. La generatoarele cu tranzitoare, unde este necesară o putere de atac, se mai intercalează un etaj de excitație *4*, care să asigure puterea necesară.

În cazul generatoarelor de baleiaj vertical, pentru a se putea obține un curent de formă liniară în bobină, chiar printr-un cuplaj cu transformator obișnuit sau printr-un șoc de valori acceptabile, este necesară o deformare

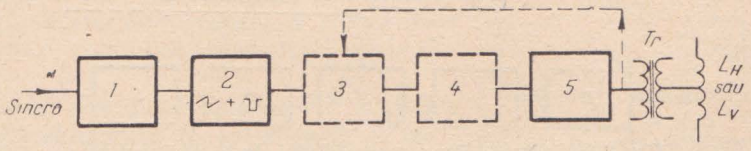


Fig. 8.6. Schema-bloc generală a generatoarelor de baleiaj.

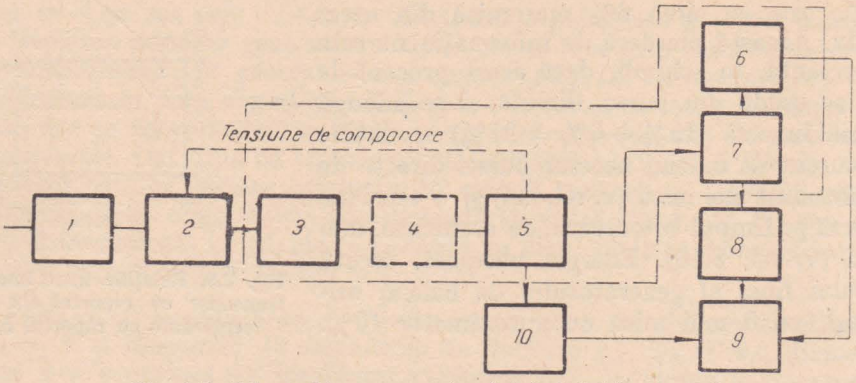


Fig. 8.7. Schema-bloc a generatorului de baleiaj orizontal.

prealabilă a semnalului (v. cap. 8.4, 5). Acest lucru se face într-un circuit de predistorsionare *3* şi printr-un lanţ de reacţie (figurate punctat în fig. 8.6). Faţă de această schemă generală, pentru fiecare generator, de baleiaj apar particularităţi.

Astfel, în fig. 8.7 s-a prezentat generatorul de baleiaj orizontal (*3* — oscilator formare; *4* — excitator; *5* — etaj final), la care s-au adăugat şi elementele legate de acest generator. La intrare, pentru comandă se văd separatorul de impulsuri de sincronizare *1* şi dispozitivul *2*, care asigură aceste sincronizări (în schemă, un comparator care face obiectul cap. 10.). La ieşire este figurată sarcina — bobinele *8*, cinescopul *9* şi un circuit auxiliar *10* care formează impulsuri de stingere necesare cinescopului pe cursa inversă pe orizontală.

Întrucît în receptoare se foloseşte pentru tensiunea de accelerare a cinescopului o tensiune continuă de 12—15 kV, obţinută prin redresarea impulsurilor de tensiune inversă ce apar pe bobinele de deflexie şi pe autotransformator în timpul cursei inverse, acest redresor de foarte înaltă tensiune *6* a fost şi el cuprins în schema-bloc a generatorului de baleiaj. Se foloseşte un autotransformator *7*, deoarece acesta asigură scăpări mai mici decît un transformator obişnuit, deci pierderi mai mici la frecvenţa de 15 625 Hz şi o funcţionare mai uşoară în timpul cursei de întoarcere.

În fig. 8.8 s-a prezentat schema-bloc a unui generator de baleiaj vertical care nu diferă de cea generală din fig. 8.6 decît prin cuplajele diferite, care pot apărea cu bobinele de deflexie (v. fig. 8.30).

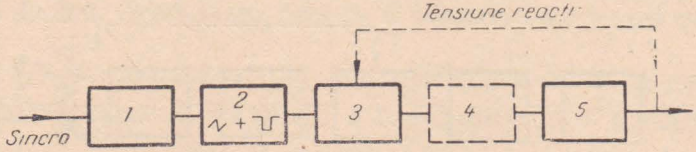


Fig. 8.8. Schema-bloc a generatorului de baleiaj vertical:
1 — oscilator de relaxare; *2* — formare; *3* — predistorsionare; *4* — excitator; *5* — etaj final.

Arhiva digitala SaDAng

Nu s-au figurat în schemele acestea o serie de dispozitive speciale de reglaj şi control automat care se introduc în lanţul generatoarelor de baleiaj.

În cele ce urmează, se vor analiza funcţionarea şi schemele diverselor etaje componente ale generatoarelor de baleiaj în funcţie de cuplajele alese şi de elementele active cu care sînt echipate.

8.3. ETAJUL FINAL DE BALEIAJ ORIZONTAL

8.3.1. Probleme generale

Aşa cum s-a arătat în § 8.1, pentru cursa directă trebuie asigurat un curent liniar crescător prin bobine. Acest lucru se obţine într-un montaj în care comutatorul K din fig. 8.3 este înlocuit cu un element electronic, tub sau tranzistor. Schema care se va considera trebuie însă să elimine oscilaţiile nedorite de la începutul cursei de ducere.

În etajele de baleiaj orizontal aceste oscilaţii se pot elimina prin dispunerea unei rezistenţe R în paralel cu bobinele de deflexie. Valoarea acesteia se alege astfel, încît să asigure un regim critic sau aperiodic al circuitului echivalent format de LC_0 (fig. 8.3) şi rezistenţa suplimentară R. Energia se pierde în acest caz.

O altă posibilitate este să se asocieze o diodă D şi un grup RC, montate în paralel pe bobină (fig. 8.9). În momentul t_2 (v. fig. 8.4), cînd există tendinţa să apară a doua semiperioadă pozitivă a tensiunii la bornele bobinei — dioda se deschide şi curentul prin diodă încarcă condensatorul C. Acest curent circulă şi prin bobine, avînd semnul schimbat faţă de curentul de la sfîrşitul cursei directe.

Se aranjează astfel lucrurile, încît comutatorul să fie închis între momentele t_3 şi t_4 (fig. 8.4) şi atunci curentul prin bobina i_k se obţine pe seama sursei, respectiv a unui comutator echipat cu tub sau cu tranzistor. Între momentele t_2 şi t_3, ca şi pe timpul întoarcerii $t_1 - t_2$, comutatorul este deschis. De la t_1 la t_2 dioda nu conduce polaritatea tensiunii pe anodul sau este negativă. De la t_2 la t_3, însă, ea este cea care transformă energia oscilaţiilor parazite în energia curentului care circulă prin bobină şi condensator. În perioada $t_3 - t_4$ condensatorul se descarcă prin rezistenţa R. Acest mod de funcţionare se numeşte funcţionare în clasă B prin analogie cu montajele de amplificare de audiofrecvenţă lucrînd cu două tuburi în contratimp. Aici, în prima jumătate de perioadă a cursei directe lucrează dioda şi în a doua jumătate de perioadă a cursei directe lucrează tubul sau tranzistorul din etajul final.

Se poate comanda comutatorul K şi se poate regla rezistenţa R, astfel încît şi comutatorul şi dioda D să fie deschise întreaga

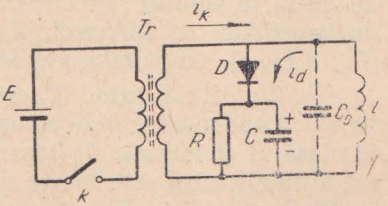


Fig. 8.9. Schema echivalentă a montajului cu suprimarea oscilaţiilor.

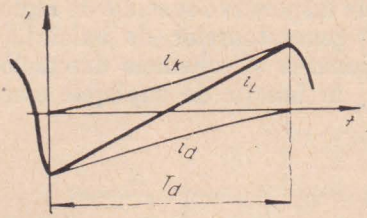


Fig. 8.10. Curenți rezultanți în schema din fig. 8.3 cu funcționare în clasa A.

cursă directă. Atunci curentul prin bobină apare ca diferența între i_k și i_d (fig. 8.10) și se compensează astfel eventualele neliniarități ale celor doi curenți, obținînd în bobină un curent perfect liniar.

Acest montaj se spune că funcționează în clasa *A*, deoarece ambele elemente active lucrează toată cursa directă. Montajul, fie că lucrează în clasa A (cînd i se mai spune și funcționare cu distorsiuni minime), fie că lucrează în clasă B (cînd i se mai spune și funcționare cu curent anodic mediu minim — la tub), este în fond un montaj de suprimare a oscilațiilor. Acesta se obține prin stabilirea unui regim aperiodic în circuitul format din LC_0 și D, în serie cu RC în paralel, în momentul deschiderii diodei. Și aici se disipă inutil o energie în rezistența R. De aceea, acest montaj este utilizat mai mult la instalațiile de captare, unde problema distorsiunilor minime este importantă și nu intervin, în primul rînd, criteriile de economicitate. În receptoare, însă, unde problema economicității este de prim ordin, și unde nu se impun condiții de liniaritate a baleiajului atît de stringente, se utilizează alt montaj care va fi descris în cele ce urmează.

8.3.2. Scheme de recuperare a energiei

În acest montaj se lucrează, de regulă, tot cu două elemente active, un tub sau tranzistor și o diodă. Se lucrează, în general, în clasă B, după principiul prezentat în § 8.3.1. După modul cum se face recuperarea energiei, în sensul că aceasta se folosește pentru încărcarea sursei însăși sau pentru încărcarea unui condensator în serie cu sursa, deosebim recuperarea derivației sau serie. Ultima se mai spune că realizează un etaj final de baleiaj cu reacție pe alimentare, deoarece condensatorul, încărcat pe seama energiei oscilațiilor, apare în schemă în serie cu tensiunea de alimentare, sporindu-i acestuia valoarea.

Cînd se folosește în locul comutatorului K un tub electronic se lucrează, de obicei, în montaj cu recuperare serie (fig. 8.11, *a*), iar atunci cînd se folosește un tranzistor se lucrează, de obicei, în montaj cu recuperare derivație (fig. 8.11, *b*), sau combinată serie-derivație.

În fig. 8.11, *a* tubul T_1 este o pentodă de putere și dioda T_2 este o diodă cu vid. Condensatorul de recuperare este C. Funcționarea elementelor se face în clasă B și formele de tensiuni și curenți sînt arătate în fig. 8.12. Explicația funcționării este foarte simplă dacă se consideră inițial condensatorul C încărcat, o dată cu alimentarea montajului. Tubul T_1 este comandat pe grilă cu o tensiune liniar variabilă care-l lasă deschis numai a doua jumătate a cursei directe și cu un impuls care-i asigură blocarea și pe timpul întoarcerii.

Arhiva digitala SaDAng

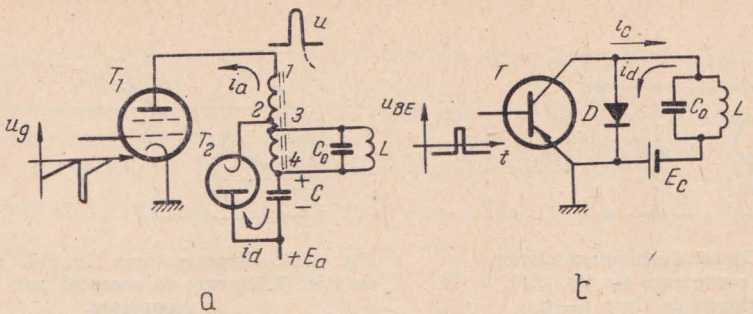


Fig. 8.11. Montaje cu recuperare a energiei lucrînd în clasă B :
a — montajul cu tub electronic și recuperare serie; *b* — montajul cu tranzistor și recuperare derivație.

Începînd din momentul t_2, cînd curentul i_a prin tub a ajuns la valoarea maximă (fig. 8.12, *b*), iar prin autotransformator s-a ajuns în bobină la curentul $+ I_M$ (fig. 8.12, *a*), energia acumulată în bobină dă naștere la oscilații libere. Dacă factorul de calitate al circuitului echivalent pe timpul întoarcerii este de valoare ridicată, atunci după descrierea unei jumătăți de perioadă, (întoarcerea fasciculului pe orizontală) se obține un curent $- I_M$, care are valoare apropiată în valoare absolută de $+ I_M$. Tensiunea în bobină este în cuadratură cu curentul și se prezintă ca în fig. 8.12, *d*, iar tensiunea anodică arată ca în fig. 8.12, *e*. Ea este egală cu $U_{a\,min}$ pe tub pe timpul ducerii și semnifică tensiunea E din cadrul schemei generale din fig. 8.3. Impulsul sinusoidal de tensiune de pe timpul întoarcerii asigură blocarea diodei T_2 pe acest interval de timp, întrucît aceasta are pe catod un potențial mai mare decît pe anod, iar tubul T_1 este blocat pe seama impulsului aplicat pe grilă. În momentul t_3, însă, oscilația schimbă de polaritate, adică apare semiperioada a doua. În acest moment tensiunea în catodul diodei devine mai mică decît pe anod și dioda începe să conducă. Apare un curent i_d (v. fig. 8.12, *c*), care circulă prin diodă,

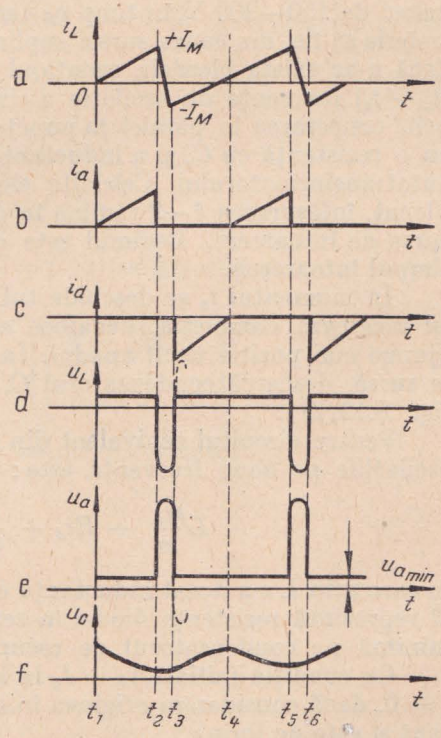


Fig. 8.12. Formele curenților și tensiunilor în montajul cu recuperare serie din fig. 8.11, *a*.

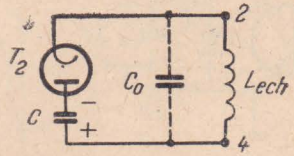


Fig. 8.13. Circuitul echivalent al montajului cu recuperare din fig. 8.11, *a* în perioada de timp t_3—t_4.

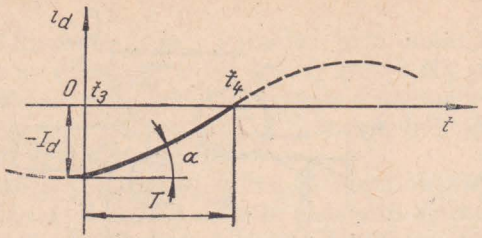


Fig. 8.14. Reprezentarea grafică a soluției ecuației (8.15) care dă curentul prin dioda de recuperare.

condensatorul C și, evident, prin înfășurarea autotransformatorului. În acest fel se generează curent și prin bobinele de deflexie (de la $-I_M$ la 0 în perioada $t_3 - t_4$). Curentul încarcă condensatorul C cu polaritatea din figură. În acest mod condensatorul se prezintă ca o sursă de tensiune dispusă în serie cu sursa de alimentare E_a. Aceasta din urmă poate avea valori de 150—200 V, în timp ce tensiunea reală, cu care lucrează tubul T_1, trebuie să fie, din cauza sursei suplimentare, de 600—700 V. În mod teoretic, dacă n-ar exista pierderi, montajul ar putea lucra fără sursa E_a. În perioada ($t_3 - t_4$) frecvența de oscilație a circuitului echivalent se schimbă (fig. 8.13) prin conectarea în paralel în punctele *2—4* ale diodei deschise, echivalentă cu o rezistență cu C, și a inductanței și capacității parazitare a bobinelor și autotransformatorului. Celelalte elemente nu contează, deoarece T_1 fiind blocat, înfășurarea *1—2* rămîne în gol. În acest caz nu mai apr oscilații pe cursa de întoarcere. Regimul este oscilant, însă cu altă frecvență decît în timpul întoarcerii.

În momentul t_4 se deschide tubul T_1, care debitează curentul i_a. Dioda își încetează conducția, deoarece condensatorul încărcîndu-se, catodul său ajunge mai pozitiv decît anodul. În perioada $t_4 - t_5$ curentul i_a, absorbit de la sursă, descarcă condensatorul C, a cărui tensiune la borne variază ca în fig. 8.12, *f*.

Pentru circuitul echivalent din fig. 8.13 ecuația diferențială care descrie oscilațiile pe noua frecvență este:

$$L\frac{di_d}{dt} + Ri_d + \frac{1}{C}\int i_d dt + U_{C\,min} = 0, \qquad (8.14)$$

în care prin L s-a notat inductanța echivalentă la bornele *2 — 4* (fig. 8.11, *a*). R reprezintă rezistența diodei în sensul de conducție, iar $U_{C\,min}$ — tensiunea minimă pe condensatorul de recuperare la momentele t_2 și t_3.

Cu condiția inițială $i_d = I_d$ la începutul cursei directe ($t = t_3$, respectiv $t = 0$, dacă considerăm originea în t_3), soluția ecuației indică un curent oscilant și este de forma:

$$i_d = A\,e^{-\delta t}\cos\,[xt + \varphi], \qquad (8.15)$$

Arhiva digitala SaDAng

în care mărimile x și δ depind de constantele circuitului R, L și C iar A și φ depind și de curentul I_d și tensiunea U_{Cmin}.

Reprezentarea grafică a soluției este cea din fig. 8.14. Evident, curent prin diodă există numai pe durata T de la t_3 la t_4, deci numai pe o durată restrînsă din perioada unei oscilații. Perioada este egală cu timpul pînă la care curentul i_d (v. rel. 8.15) se anulează, adică $xt + \varphi = \frac{\pi}{2}$, deci

$$T = \frac{\frac{\pi}{2} - \varphi}{x}. \tag{8.16}$$

Condensatorul de recuperare se poate determina punînd condiția ca pe durata T, curentul prin diodă să fie liniar variabil, deci să aibă pantă constantă și egală cu cea din momentul t_3, ales ca origină.

$$\operatorname{tg} \alpha = \frac{di_d}{dt}\bigg|_{t=0} = -\frac{I_d}{T}. \tag{8.17}$$

Făcînd derivata expresiei (8.15), punînd $t = 0$ și egalînd-o cu relația (8.17), se obține:

$$x \operatorname{tg} \varphi = \frac{1}{T} - \delta, \tag{8.18}$$

iar după înlocuirea lui x din relația (8.16):

$$Z = \left(\frac{\pi}{2} - \varphi\right) \operatorname{tg} \varphi = 1 - \delta T.$$

Din rezolvarea grafică a expresiei $Z = f(\varphi)$ se găsește:

$$C = \frac{1}{\omega^2 L} = \frac{1}{L(x^2 + \delta^2)} = \frac{1}{L\left[\left(\frac{\frac{\pi}{2} - \varphi}{T}\right)^2 + \delta^2\right]} \tag{8.19}$$

în care: L se cunoaște din bobină și autotransformator;

T este $\frac{T_d}{2}$;

$\delta = \frac{R}{2L}$;

$x = \sqrt{\omega^2 - \delta^2}$

$\operatorname{tg} \varphi = \frac{\delta I_d + \frac{U_{Cmin}}{L}}{I_d \cdot x}$;

$U_{Cmin} = \frac{LI_d}{T} - RI_d = I_d\left[\frac{L}{T} - R\right]$.

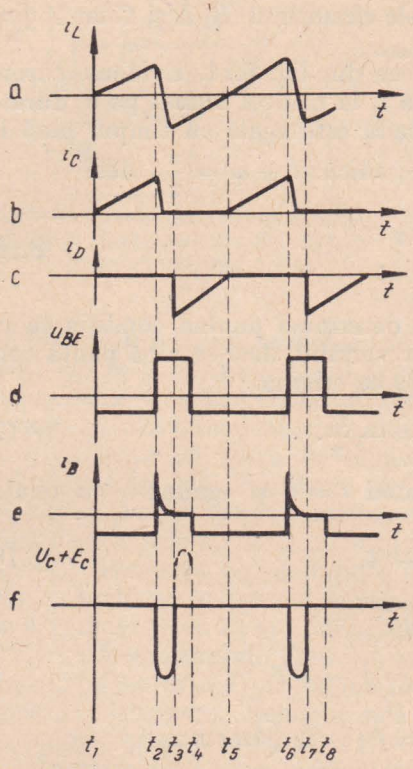


Fig. 8.15. Formele de tensiuni și curenți pentru schema de recuperare derivație din fig. 8.11, *b*, echipată cu tranzistor.

Pulsația relativă, la bornele condensatorului de recuperare, este :

$$\frac{\Delta U_C}{U_{C\,min}} = \frac{T}{2C\left[\frac{L}{T} - R\right]}. \qquad (8.20)$$

Ceea ce mai trebuie remarcat, în acest montaj, este că pentru a obține curenți $+ I_M$ și $- I_M$, de amplitudini egale în bobină, I_a și I_d nu sînt egali. Rapoartele de transformare de la T_1 și T_2 la bobină sînt diferite.

Montajul acesta este folosit în exclusivitate la receptoarele echipate cu tuburi electronice.

În cazul folosirii tranzistoarelor, care pot suporta curenți mult mai mari decît tuburile (de exemplu 10 A), se utilizează bobine de deflexie de inductanță mai mică. La 100 μH, cu astfel de curenți se asigură energia necesară (v. rel. 8.13). De asemenea, nu se mai folosește din același motiv un transformator sau autotransformator.

Montajul cu recuperarea derivației este arătat în fig. 8.11, *b*. Dioda se folosește pentru că tranzistorul nu are caracteristici simetrice în cele două sensuri de conducție și ar apărea distorsiuni (admițînd că tranzistorul suportă tensiuni de colector pozitive mari și curenți inverși, de asemenea). Dioda se alege astfel, încît să aibă în sensul de conducție o rezistență egală cu rezistența de saturație a tranzistorului în conducție normală.

Funcționarea este ilustrată de formele de tensiuni și curenți din fig. 8.15.

Curentul prin bobine (fig. 8.15, *a*) este dat de contribuția curenților de colector i_c (fig. 8.15, *b*) și ai diodei i_D (fig. 8.15, *e*), care circulă în sensuri contrare. Tranzistorul este comandat pe bază de o tensiune în formă de impuls u_{BE} (fig. 8.15, *d*). Tranzistorul conduce în sens direct atunci cînd $u_{BE} < 0$ și $u_{CE} < 0$. Aceasta se petrece numai în perioada $t_5 - t_6$ din cursa directă. Atunci dioda nu conduce, deoarece are polaritatea $- E_c$ pe anod. La sfîrșitul cursei directe (momentul t_2) apar oscilații libere, deoarece tranzistorul se blochează primind o tensiune pozitivă pe bază (fig. 8.15, *d*) , iar dioda, avînd $- E_c$ pe anod, este și ea blocată. Perioada oscilațiilor libere este dată de L și C (aici C_0 nu este format numai din capacitatea parazită ; L fiind de valoare mică, în paralel se pune un condensator așa ca $2\pi\sqrt{LC} = 2T_i$). O semiperi-

Arhiva digitala SaDAng

oadă folosește și aici pentru întoarcere. După descrierea unei semiperioade, tranzistorul continuă să fie blocat, dar tensiunea U_c are tendința să devină pozitivă și deschide dioda (v. fig. 8.15, *f* — semiperioada pozitivă punctată). Energia înmagazinată trece acum sub forma de curent prin diodă și bobină și încarcă sursa de tensiune — E_c. În momentul în care energia a scăzut suficient, așa ca pe diodă să apară — E_c, aceasta se blochează și tensiunea pe colectorul tranzistorului nemaifiind aproximativ nulă (dată de căderea pe diodă cînd conduce, de la t_3 la t_5), acesta începe să conducă și apare contribuția curentului de colector, de sens contrar, prin bobine. Acesta descarcă sursa, deoarece tranzistorul consumă.

În acest montaj deschiderea tranzistorului nu depinde, deci, de tensiunea de blocare U_{BE}, ci de diodă. Acest lucru este un avantaj, deoarece nu este necesar să se utilizeze tensiuni care să aibă deschiderea impulsurilor pozitive de valoare riguros egală cu timpul de întoarcere. Deschiderea impulsului de tensiune poate fi cuprinsă între t_3 și t_5, întoarcerea depinzînd chiar de perioada oscilațiilor. La montajul cu tranzistoare apar însă alte fenomene care țin de natura intimă și de principiul de funcționare al tranzistorului. De exemplu, curentul de colector nu se anulează brusc la sfîrșitul cursei directe, ci urmează o perioadă de scădere lină. Acest timp, de la t_2 pînă în momentul în care curentul de colector se anulează, se numește timp de comutare. În acest timp, joncțiunea colector-bază este polarizată direct și joncțiunea emitor-bază este polarizată încă direct la început, datorită sarcinii acumulate în bază, motiv pentru care apare un moment și un curent de bază invers $i_B > 0$ (fig. 8.15, *e*), iar apoi devine polarizată invers.

Timpul de comutare se compune din acest timp de stocare a golurilor în bază și din timpul de cădere al curentului de colector.

O mențiune care trebuie făcută este că, tensiunea de bază U_{BE}, pe timpul cursei directe trebuie să aibă valoare mare ca să aducă tranzistorul la saturație. În aceste condiții (dacă tranzistorul are și o rezistență de saturație mică), tranzistorul-comutator se apropie de situația ideală a comutatorului cu rezistență nulă și nu apar distorsiuni de formă ale curentului prin bobine. Dat fiind că se lucrează cu curenți mari, rezistențele serie din circuitul echivalent în perioada de conducție (rezistența de saturație și rezistența bobinei) trebuie să fie foarte mici. Cîteva relații cantitative în cazul montajului cu tranzistoare sînt următoarele :

$$I_{vv} = I_{C\,max} + I_{D\,max} = \frac{ET_d}{L_H}. \tag{8.21}$$

Curentul maxim de colector, din circuitul pe cursa directă, este dat de soluția ecuației diferențiale

$$L_H \frac{di_c}{dt} + ri_c = E_c, \tag{8.22}$$

(*r* înglobează rezistența de saturație și a bobinei),

care este

$$i_c(t) = \frac{E_c}{r}\left[1 - e^{-\frac{r}{L_H}t}\right]. \tag{8.23}$$

Condițiile inițiale prevăd $i_c(t) = 0$ la momentul $t = 0$, corespunzător lui t_5. În ipoteza:

$$\frac{L_H}{r} \gg T_H \approx T_d, \tag{8.24}$$

se obține:

$$I_{C_{max}} = i_c(t)\Big|_{t=\frac{T_d}{2}} = \frac{E_c T_d}{2L_H}.$$

Energia în bobine, la sfîrșitul cursei directe, este:

$$W_0 = \frac{1}{2} L_H I_{CM}^2 = \frac{1}{2} L_H I_{CM} \cdot \frac{E_c T_d}{2L_H} = \frac{1}{4} I_{CM} E_c T_d \tag{8.25}$$

și atunci:

$$I_{CM} = \frac{4W_0}{E_c T_d}, \quad \text{iar} \quad L_H = \frac{(E_c T_d)^2}{8\,W_0}. \tag{8.26}$$

Dîndu-se un cinescop, se cunoaște energia necesară pentru deflexie din relația (8.12). Acesta se va asigura prin energia dată în bobine de curentul ce trece prin ele (v. relația 8.25). Știind perioada directă și cea inversă, se poate găsi puterea de comutare necesară a tranzistorului $P_c = U_{CM}, I_{CM}$, în care U_{CM} este tensiunea de colector maximă. Alegînd E_c și tranzistorul, deci U_{CM}, rezultă din relația (8.26) I_{CM} și L_H.

Dacă la aceeași energie W_0 mărim tensiunea de polarizare E_c, curentul maxim de colector necesar scade, dar crește L_H. Nu este o soluție prea bună, deoarece creșterea valorii inductanței necesare înseamnă creșterea numărului de spire și deci creșterea rezistenței și a distorsiunilor. Pentru a realiza distorsiuni mici, L_H se alege de valoarea mică, iar această alegere mai are și avantajul obținerii unui timp de întoarcere redus.

Încă o problemă trebuie să se bucure de atenție, și anume faptul că bobina de deflexie nu va fi alimentată de tensiunea sursei E_c, constantă pe tot timpul cursei directe, ca să rezulte un curent dinte de ferăstrău. În prima jumătate a cursei directe, bobinei i se aplică în serie tensiunile E_c și U_D (variabilă în timp, care cade pe diodă). În a doua jumătate a cursei directe, de asemenea, nu se aplică tensiunea E_c, ci diferența între E_c și tensiunea de saturație $U_{CE\,sat}$. În aceste condiții va rezulta un curent distorsionat. Pentru evitarea acestui

Arhiva digitala SaDAng

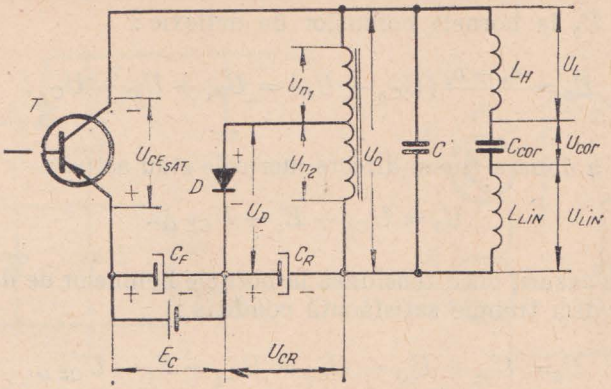


Fig. 8.16. Schemă de baleiaj orizontal echipată cu tranzistor folosind o recuperare serie.

neajuns, dioda în paralel cu bobina nu se conectează direct la colector, ci printr-o spiră a transformatorului (v. fig. 8.18).

În cazul montajelor cu tranzistoare se poate folosi și recuperarea de tip serie (fig. 8.16). Avantajul acestuia este că tensiunea reală de alimentare a tranzistorului este mai mare decît în cazul recuperării derivației. Aici ea este $E = E_c + U_{CR}$. Ca urmare, rezultă din relația (8.26) un curent necesar mai mic.

Pentru funcționarea montajului este nevoie de un autotransformator, la priza căruia se conectează dioda de recuperare serie D. Sarcina este constituită din bobinele de deflexie la care s-au mai înseriat un condensator de corecție C_R și o bobină L_{LIN}. Condensatorul C asigură perioada de întoarcere prin determinarea frecvenței oscilațiilor libere și condensatorul C_R efectuează recuperarea.

Modul de funcționare este următorul : la sfîrșitul cursei inverse, ca și la montajul din fig. 8.11, *b*, există tendința ca tensiunea la bornele bobinelor să devină pozitivă. Dioda se deschide și apare un curent care circulă prin dioda D, condensatorul de recuperare C_R și înfășurarea n_2. Acest curent induce un curent și în înfășurarea n_1 și deci apare curent prin bobina L_H. În prima jumătate a cursei directe, curentul din bobina L_H apare pe seama energiei disponibile la sfîrșitul cursei directe ce încarcă prin curentul i_D condensatorul C_R. Cînd dioda nu mai conduce, de la jumătatea cursei directe în general, din cauză că potențiolul anodului său devine inferior catodului, începe să lucreze tranzistorul. Datorită curentului de colector apare curentul dinte de ferăstrău de polaritate pozitivă în bobine. Condensatorul C_R se descarcă ușor în acest timp.

În prima parte a cursei directe, cînd tranzistorul este blocat, tensiunea la bornele condensatorului C_R este :

$$U_{C_R} = U_{n_2} - U_D = \frac{n_2}{n_1 + n_2} \cdot U_0 - U_D, \tag{8.27}$$

iar tensiunea U_0 la bornele bobinelor de deflexie:

$$U_0 = \frac{n_1 + n_2}{n_2}(U_{C_R} + U_D) = U_{n_1} + U_D + U_{C_R}. \tag{8.28}$$

În partea a doua a cursei directe lucrurile stau astfel:

$$U_0 = U_{C_R} + E_c - U_{CE\ sat}. \tag{8.29}$$

În ambele cazuri, însă, tensiunea la bornele bobinelor de deflexie trebuie să fie aceeași, deci trebuie satisfăcută condiția:

$$U_0 = U_{n_1} + U_D + U_{C_R} = U_{C_R} + E_c - U_{CE\ sat} \tag{8.30}$$

sau:

$$U_{n_1} = E_c - U_{CE\ sat} - U_D; \tag{8.31}$$

de unde raportul de transformare este:

$$\frac{n_1}{n_2} = \frac{E_c - U_{CE\ sat} - U_D}{U_0 - E_c + U_{CE\ sat} + U_D}. \tag{8.32}$$

Mărimea necesară a tensiunii la bornele bobinei, pentru o sursă de tensiune dată, se determină cu ajutorul alegerii prizei în mod convenabil.

Montajul are totuși un dezavantaj dat de trecerea curenților diodei prin C_R și al tranzistorului prin condensatoarele C_F și C_R, curenți care au valori importante. Dacă aceste condensatoare n-au rezistențe serie de valori mici, apar distorsiuni. Pentru aceasta trebuie folosite condensatoare electrolitice care sînt scumpe. Ca urmare a acestui dezavantaj, montajul cu recuperare serie nu se folosește ca atare.

În practică, pe lîngă montajul cu recuperare derivație se folosește, cînd este nevoie, un montaj combinat cu recuperare-serie-paralel. Acest montaj combină avantajele ambelor montaje descrise în alineatele precedente (v. fig. 8.17).

După cum se observă, curentul de deflexie nu mai trece prin condensatoarele C_F, C_R și prin primarul transformatorului sau autotransformator. Curentul trece o jumătate de perioadă prin tranzistor și o jumătate de perioadă prin dioda D_1 (ca și în cazul recuperării derivație). Autotransformatorul se pune doar pentru ca, împreună cu dioda D_2, și cu condensatorul C_R, să asigure o recuperare serie, care să mărească tensiunea reală de lucru a tranzistorului. Se obține o liniaritate bună și condensatoarele C_R și C_F nu mai trebuie să fie electrolitice, rezistențele lor serie nemai influențînd asupra liniarității.

În montajele practice, de multe ori apar tensiuni inverse mari, mai mari decît tensiunea maximum admisibilă pe tranzistor. Pentru a se evita stră-

Arhiva digitala SaDAng

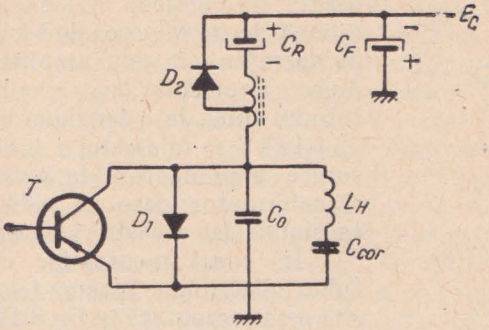


Fig. 8.17. Schema de baleiaj orizontal cu tranzistor, în montaj de recuperare serie-paralel.

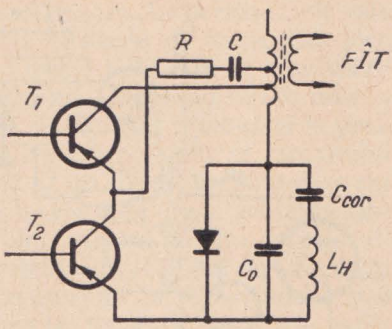


Fig. 8.18. Montarea tranzistoarelor în serie pentru un U mare.

pungerea, se montează două tranzistoare în serie, ca în fig. 8.18. Rețeaua *RC* din figură are rolul de a evita străpungerea tranzistoarelor atunci cînd nu au timpi de comutație identici.

8.3.3. Surse de alimentare obținute cu ajutorul etajului final de baleiaj orizontal

Structura particulară a schemei, și modul de funcționare a etajului de baleiaj orizontal cu recuperare, permit folosirea lui și pentru obținerea unor tensiuni de alimentare, necesare în televizor fără să se mai folosească surse separate. Această posibilitate este oferită tot de existența energiei disponibile la sfîrșitul cursei directe. S-a arătat că în baza acestei energii se obține, pe timpul întoarcerii un impuls sinusoidal de tensiune, de amplitudine de ordinul kilovolților și că, prin intermediul diodei de recuperare, restul energiei produce încărcarea unui condensator de recuperare.

Prin redresarea impulsurilor sinusoidale de tensiune se pot obține tensiuni continue de valoare foarte ridicată, necesare pentru alimentarea unor electrozi ai cinescopului. Tensiunea disponibilă de la bornele condensatorului de recuperare, avînd valoare de două-trei ori mai mare decît tensiunea obișnuită de alimentare din receptor poate fi folosită în alimentarea diverselor etaje. În cele ce urmează se vor analiza aceste surse.

Redresorul de foarte înaltă tensiune. Pentru alimentarea anodului de accelerare al cinescopului este necesară o tensiune continuă de valoare cuprinsă între 12 și 18 kV, depinzînd de tubul considerat. Deoarece consumul acestui redresor nu este prea mare, sarcina sa fiind reprezentată de curentul de fascicul de valoare 50—500 μA (în funcție de reglajul strălucirii; v. cap. 7) se poate utiliza un redresor care are chiar o rezistență internă de valoare ridicată și care folosește o redresare de impulsuri. Condiția care se impune este ca amplitudinea impulsurilor să fie mai mare decît tensiunea continuă

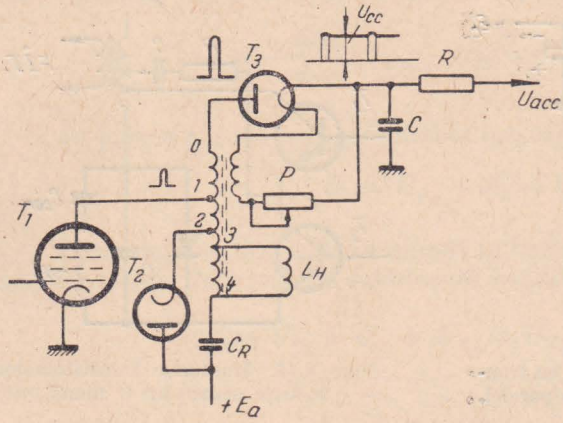


Fig. 8.19. Etajul final de baleiaj orizontal şi redresorul de foarte înaltă tensiune.

cerută de cinescop. Ca să se ajungă de la valoarea de 5 kV, de exemplu, cît este amplitudinea impulsului pe anodul tubului final, la o tensiune de 12—18 kV se foloseşte o înfăşurare suplimentară la autotransformator care să ridice tensiunea la această valoare.

În cazul montajelor cu tuburi electronice schema folosită este prezentată în fig. 8.19.

Înfăşurarea suplimentară ridicătoare este cea dintre punctele 0 şi 1. Ea se bobinează pe cealaltă coloană a miezului magnetic şi trebuie să fie bine izolată. Pentru redresarea impulsurilor se foloseşte o diodă, capabilă să suporte aceste tensiuni. La catodul diodei urmează un filtru *RC* de netezire, cu intrarea pe condensator. Cea de-a doua capacitate a filtrului — la ieşire — este constituită de capacitatea cinescopului dintre metalizarea exterioară a balonului (care este pusă la masă) şi depunerea interioară a balonului (care joacă rol de anod de accelerare). Capacităţile sînt de valori reduse, dat fiind că frecvenţa la care se face redresarea este ridicată (15 625 Hz).

Existenţa capacităţii de ieşire de valoare mică asigură şi o protecţie la electrocutare. Sarcina acumulată este mică şi la punerea mîinii nu apare un curent periculos. Rezistenţa serie R, de valoare mare, asigură o limitare a tensiunii pe sarcina constituită de corp, prin aceea că, la creşterea consumului, căderea de tensiune pe R şi pe rezistenţa internă a redresorului creşte (este un redresor cu caracteristică externă foarte căzătoare).

Alimentarea filamentelor diodei redresoare nu se face de la reţea, ci tot de la autotransformator. Se foloseşte pentru aceasta o înfăşurare — de regulă constituită dintr-o singură spiră — care se leagă la filamente. Încălzirea se face la frecvenţă ridicată şi, pentru reglajul corect al puterii de încălzire se foloseşte o rezistenţă reglabilă, montată în serie cu filamentul. Încălzirea corectă se constată prin observarea culorii filamentului, care trebuie să fie aceeaşi cu cea obţinută în cazul alimentării la 50 Hz, cu valorile de curent şi tensiune prescrise de fabricant.

În cazul montajelor cu tranzistoare se foloseşte în general un transformator, primarul fiind conectat de exemplu ca în fig. 8.18 (pentru recuperarea derivaţie); iar secundarul, care ridică amplitudinea impulsurilor la valoarea necesară, la dioda redresoare. Aceasta este de regulă singurul element cu vid din întregul televizor tranzistorizat (v. fig. 8.66).

Arhiva digitala SaDAng

Energia absorbită pe timpul întoarcerii, de la etajul de baleiaj, pentru redresarea de FÎT este de cîţiva waţi. Din acest motiv, în perioada cît este deschisă dioda redresoare şi se extrage energie, curentul de întoarcere prin bobinele de deflexie îşi schimbă puţin panta. Efectul final este că amplitudinile $+ I_M$ şi $- I_M$ nu sînt egale, ultima fiind mai mică dacă nu se iau măsuri de precauţie, (alegerea corectă a prizei *2* din fig. 8.19). Dat fiind că şi în perioada cînd dioda este deschisă, factorul de calitate echivalent al circuitului pe timpul întoarcerii este de ordinul 60 şi, ştiind că un circuit oscilant care are factori de calitate ce pot varia între 60 şi valori foarte mari nu-şi schimbă sensibil formele de undă ale curenţilor şi tensiunilor, efectul nu este pronunţat.

În timpul cursei inverse, circuitul echivalent este cel din fig. 8.20, în care L_1 este inductanţa bobinei autotransformatorului între bornele *1* şi *4* şi a bobinei de deflexie raportate la aceste borne (v. fig. 8.19), iar C_1 — capacitatea de acord pe timpul întoarcerii, raportată la aceleaşi borne. L_2 este inductanţa înfăşurării *0—1*, sau a secundarului raportată la primar şi cea de scăpări la montajele cu tranzistoare, C_2 este capacitatea parazită a înfăşurării de înaltă tensiune, iar C_3 — capacitatea parazită dintre borna de înaltă tensiune şi masă.

S-a constatat, experimental, că dat fiind acordurile diferite ce pot avea loc în circuitele din figură, se obţine o valoare maximă a tensiunii înalte atunci cînd circuitul $L_2\,C_2$ este acordat pe armonica a 3-a a frecvenţei pe care este acordat circuitul L_1C_1. Din calcule se găseşte că cele mai avantajoase condiţii de lucru se obţin pentru un raport al frecvenţelor de acord egal cu

$$\frac{\omega_2}{\omega_1} = 2{,}78. \qquad (8.33)$$

Soluţia aceasta duce la o tensiune înaltă mare (fig. 8.21, *a*), mai mare cu circa 50% decît în cazul normal, iar tensiunea pe anodul tubului final

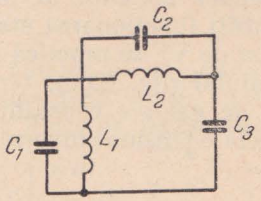


Fig. 8.20. Circuitul echivalent al autotransformatorului cu înfăşurarea de înaltă tensiune, pe timpul întoarcerii pe orizontală.

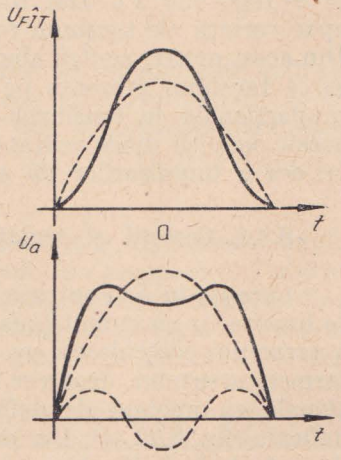


Fig. 8.21. Formele tensiunilor pe timpul întoarcerii pe orizontală :
a — tensiunea foarte înaltă; *b* — tensiunea anodică.

sau al tranzistorului scade cu 20% (fig. 8.21, *b*). În acest mod se realizează mai ușor, atît bobinajul de ÎT cît și condițiile de blocare ale elementului final pe timpul întoarcerii (v. fig. 8.28). Soluția mai prezintă avantajul că se poate asigura la bornele bobinelor de deflexie o tensiune asemănătoare cu cea din fig. 8.20, *a*, adică cu pantă nulă și de valoare nulă în momentul în care începe cursa directă (v. efectul de perdea, fig. 8.23).

Alte surse de alimentare. Tensiunea care există la bornele condensatorului de recuperare în montajele serie cu tuburi se poate folosi pentru alimentarea electrodului de focalizare și a primului anod din cinescop (tensiuni de ordinul 300—400 V). Faptul că tensiunea la bornele condensatorului este pulsatorie (v. fig. 8.12, *f*) este un avantaj chiar. Știind că centrul de curbură al ecranului și centrul de deflexie nu coincid din cauza construcției tuburilor cu ecran plat, focalizarea nu se mai face corect pe tot ecranul, dacă tensiunea de focalizare este constantă (distanța focală a lentilei electronice depinde de această tensiune; v. cap. 7).

Aceeași tensiune poate fi folosită la alimentarea etajului generator de baleiaj vertical care necesită o tensiune de alimentare anodică mare pentru a genera tensiuni dinți de ferăstrău cu distorsiuni mici (v. § 8. 5. și relația 8.48).

În etajele de RAA sau de pornire silențioasă (§ 13.2 și § 14.2) această tensiune poate fi, de asemenea, utilă.

În montajele cu tranzistoare tensiunea de la bornele condensatorului de recuperare, deși întrece și ea ca valoare tensiunea de alimentare, nu este suficientă pentru alimentarea unor electrozi ai cinescopului. Din acest motiv, în montajele din receptoarele tranzistorizate se folosesc la transformatorul de ÎT mai multe înfășurări secundare și celule de redresare care să asigure tensiunile necesare (fig. 8.66). Se face, în general, redresarea impulsurilor apărute pe timpul întoarcerii. Tot de aci se poate însă obține și tensiunea de alimentare necesară colectorului tranzistorului final de videofrecvență ($E_c = -100—120$ V). Dat fiind că la variații dinamice inerente în montaj apar variații ale tensiunii redresate, se poate înrăutăți funcționarea etajului. Din acest motiv, pentru alimentarea amplificatorului de VF se practică redresarea tensiunii prezente pe cursa directă a baleiajului (fig. 8.66), tensiune proporțională cu tensiunea de alimentare E deci de valoare constantă. În aceste condiții, dioda redresoare va trebui să reziste la o tensiune inversă egală cu cea a impulsurilor de pe timpul întoarcerii.

8.3.4. Corecții și reglaje

Corecția în S. Pentru a asigura o deflexie cu viteză constantă trebuie să se lucreze cu un curent liniar dinte de ferăstrău, numai dacă raza de curbură a ecranului coincide cu cea de deflexie, altfel trebuie făcută corecția în S a formei curentului, deoarece deplasarea spotului pe ecran nu mai este proporțională cu unghiul de deflexie, ci aproximativ cu tangenta unghiului de deflexie (fig. 8.22, *a*). Din acest motiv se mai numește și *corecția de tangentă*. Aceasta trebuie făcută pentru a elimina distorsiunea de perniță (v. cap. 7).

Arhiva digitala SaDAng

Corecția se asigură prin montarea unui condensator în serie cu bobinele de deflexie (fig. 8.22, *b*). Pe timpul cursei directe (*k* închis) din circuitul din fig. 8.22, *b*, rezultă :

$$i = I_0 \sin \frac{t}{\sqrt{LC_{COR}}}. \qquad (8.34)$$

Din fig. 8.22, *a* se vede că $l = R \operatorname{tg}\alpha$ și este necesar ca $\operatorname{tg}\alpha$ să crească liniar cu timpul, lucru care se exprimă prin

$$\operatorname{tg}\alpha = \frac{2t}{T_d} \operatorname{tg}\alpha_{max} \rightarrow$$

$$\alpha = \operatorname{arc\,tg}\left(\frac{2t}{T_d} \operatorname{tg}\alpha_{max}\right). \qquad (8.35)$$

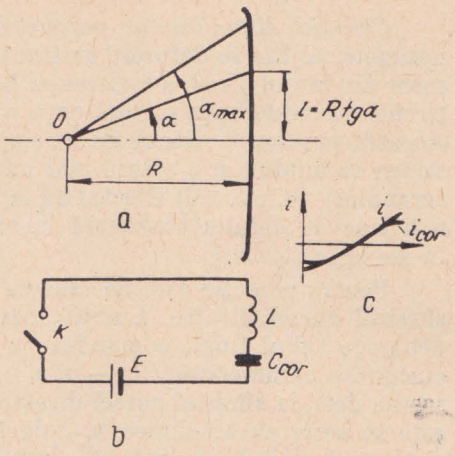


Fig. 8.22. Corecția de tangentă : *a* — schița tubului ; *b* — circuitul echivalent al bobinelor ; *c* — forma curentului.

Întrucît este necesar ca unghiul să fie proporțional cu curentul ($\alpha = ki$), rezultă că :

$$i = \frac{1}{k} \operatorname{arc\,tg}\left(\frac{2t}{T_d} \operatorname{tg}\alpha_{max}\right). \qquad (8.36)$$

După o serie de operații matematice de dezvoltare a relațiilor (8.34) și (8.36) și prin identificarea unor termeni, se obține :

$$C_{COR} = \frac{T_d^2}{8L \operatorname{tg}\alpha_{max}}. \qquad (8.37)$$

Valoarea sa va trebui să fie mai mare la tuburi cu unghiuri de deflexie mai mari decît la cele cu unghiuri mici. De fapt, condensatorul parcurs de un curent dinte de ferăstrău $i = kt$, dă la bornele sale o tensiune parabolică $u_c = \frac{1}{C}\int i\,dt = \frac{1}{2}\cdot\frac{k}{C}t^2$, care se pune în serie cu cea a bobinei și modifică curentul total.

Corecția în S se poate realiza fără ajutorul acestui condensator suplimentar dacă se micșorează valoarea condensatorului de recuperare. Pulsația la bornele lui va crește. Aceasta fiind în serie cu bobina autotransformatorului, pe timpul cursei directe, va da și la bornele bobinei de deflexie o tensiune avînd și o componentă exponențială (care aproximează o tensiune parabolică), deci un curent prin ea în formă de S.

Se preferă totuși, la tuburi cu unghiuri mari, un condensator separat de corecție, deoarece tensiunea de recuperare fiind în serie cu tensiunea be alimentare, problemele se complică. Această corecție, corectează distorsiunile simetrice ale baleiajului.

Corecția distorsiunilor nesimetrice. În montaj apar, însă, și distorsiuni nesimetrice. Ele se datoresc existenței rezistenței interne a elementului comutator din etajul final, a rezistenței bobinelor și autotransformatorului. Într-un circuit cu inductanțe și rezistențe va apărea un curent neliniar (exponențial). Aceasta produce o viteză de baleiaj mai mare la începutul cursei directe (în stînga ecranului) și o viteză mai mică spre sfîrșitul cursei directe (în dreapta ecranului) (v. rel. 8.6) Efectul dă la redare lățimi diferite ale detaliilor, pentru o lățime de detaliu constantă la emisie (extindere în stînga — comprimare în dreapta).

Pentru corecție este necesar ca tensiunea pe bobine să crească lent spre sfîrșitul cursei directe. Lucrul acesta este, în general, realizat în practică, deoarece tubul final, comandat cu tensiune liniar variabilă pe grilă, are o curbură a caracteristicii $i_a - u_g$ și o deschidere progresivă. Tensiunea pe anod scade, deci, la sfîrșitul cursei directe cînd tubul este complet deschis. Aceasta este în serie cu tensiunea u_{CR} de la bornele condensatorului de recuperare și suma lor scade ca valoare. Înseamnă că tensiunea pe autotransformator deci, și pe bobine crește spre sfîrșitul cursei directe.

Dacă această situație existentă nu dă rezultate satisfăcătoare, se înseriază bobinei de deflexie sau diodei de recuperare niște bobine cu miez magnetic din feroxcub. Lîngă ele se montează un magnet permanent de premagnetizare, care asigură gradul de corecție (fig. 8.16). La începutul explorării, sensul curentului este astfel, încît cîmpul indus este de sens contrar cîmpului dat de magnetul permanent. Inductanța bobinei de corecție și căderea de tensiune pe aceasta sînt maxime. La sfîrșitul explorării cele două cîmpuri se adună și miezul este adus la saturație. Inductanța și căderea de tensiune sînt minime. Inductanța variază în proporție de 80% față de cele două situații. Ea se alege cu o valoare de 20% din valoarea inductanței bobinei de deflexie. În aceste condiții creșterea de tensiune pe bobina de deflexie la sfîrșitul cursei directe poate fi compensată de scăderea tensiunii pe bobina de corecție, suma lor rămînînd constantă (deci curent dinte de ferăstrău, liniar).

Eliminarea efectului de perdea. Efectul de perdea se manifestă pe ecran, în partea stîngă, sub formă unor dungi verticale alternative, mai strălucitoare și mai puțin strălucitoare cu un contrast care scade de la stînga la dreapta.

Acest efect se datorește unor oscilații parazite care apar la începutul cursei directe și modulează curentul de deflexie. Ele au loc în bobina de deflexie sau în bobina de liniaritate în momentul trecerii bruște de la impulsul de pe întoarcere la tensiune constantă (v. fig. 8.23). Oscilațiile sînt mai frecvente în bobina corecție. Eliminarea sau, mai degrabă, atenuarea lor se face cu ajutorul unei rezistențe R, care se conectează în paralel pe bobina de corecție a liniarității, fie că aceasta este pusă în serie cu bobinele de deflexie, fie în serie cu dioda de recuperare.

Efectul se poate datora și oscilațiilor care apar în circuitul echivalent al redresorului de înaltă tensiune, dacă elementele nu se aleg astfel, încît să le elimine (v. § 8.3.3).

Arhiva digitala SaDAng

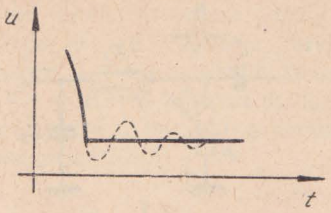


Fig. 8.23. Forma tensiunii la bornele bobinei de deflexie la începutul cursei directe (cu linie întreruptă sînt figurate oscilaţiile parazite).

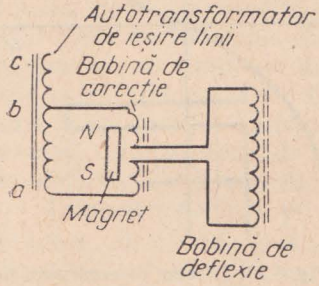
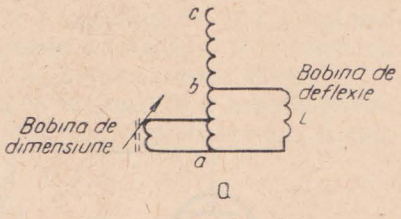


Fig. 8.24. Reglajul corecţiei de liniaritate cu magnet permanent şi inductanţă lucrînd la saturaţie.



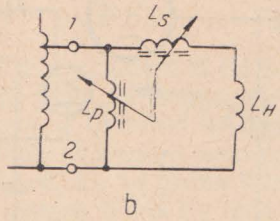


Fig. 8.25. Dispozitive de reglare a dimensiunilor pe orizontală:
a — cu bobină simplă; *b* — cu sistem diferenţial $L_s - L_p$.

Reglarea liniarităţii şi a dimensiunilor. Pentru reglarea liniarităţii se aranjează astfel lucrurile, încît magnetul permanent montat lîngă bobina de corecţie a distorsiunilor nesimetrice, să fie reglabil ca poziţie (v. fig. 8.24).

Reglajul dimensiunilor imaginii pe orizontală presupune posibilitatea reglării amplitudinii curentului de deflexie, lucru necesar atunci cînd dorim o imagine de lăţime corespunzătoare ecranului, chiar dacă variază tensiunile de alimentare, dacă tuburile îşi schimbă parametrii etc. Reglajul se asigură folosind o bobină cu inductanţă variabilă continuu sau în trepte, dispusă direct, pe o parte, din autotransformatorul de ieşire sau printr-un bobinaj secundar (v. fig. 8.25, *a*).

Acest sistem are neajunsul că sarcina autotransformatorului variază şi, deci, variază şi tensiunea foarte înaltă redresată. Pentru a se evita acest lucru se pot folosi regulatoare inductive diferenţiale (cu L_s şi L_p), ca în fig. 8.25,*b*, care asigură o inductanţă constantă la bornele *1—2*, indiferent de poziţia de reglaj. Amplitudinea curentului se reglează pe baza faptului că prin bobina L_p derivă o parte din curentul de deflexie.

8.3.5. Stabilizarea automată a dimensiunilor imaginii

S-a arătat în paragraful precedent, că o serie de motive pot duce la variaţia dimensiunilor, respectiv a amplitudinii curentului de deflexie. Sistemele automate s-au introdus pentru a urmări, atît variaţiile rapide, cît şi pentru a înlătura eventual necesitatea de reglaj manual.

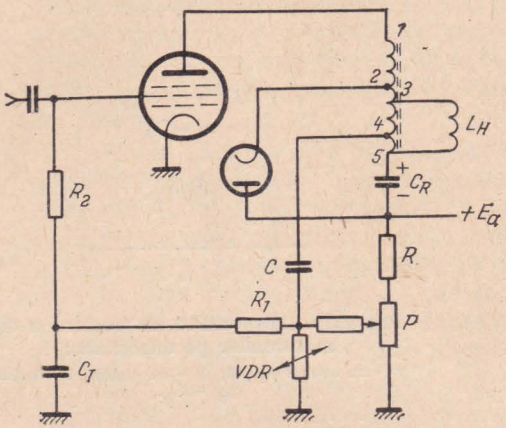


Fig. 8.26. Schema circuitului de stabilizare automată a dimensiunilor imaginii pe orizontală

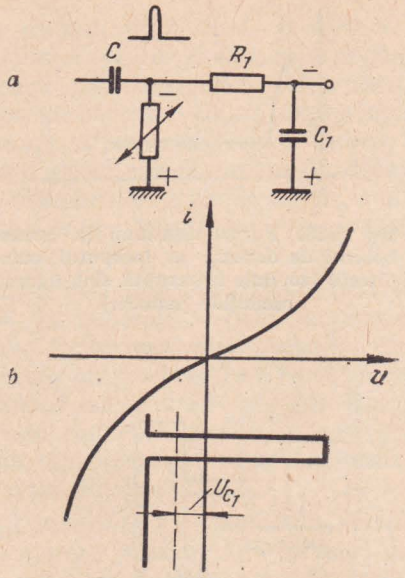


Fig. 8.27. Schema de conectare (*a*) și caracteristica rezistenței dependente de tensiune(*b*).

Stabilizarea se realizează cu ajutorul unei scheme, ca cea din fig. 8.26. Aceasta păstrează constantă tensiunea la bornele autotransformatorului, deci atît tensiunea la bornele bobinei de deflexie (evident și curentul) cît și tensiunea foarte înaltă.

Principiul de lucru se bazează pe o reacție care folosește în buclă și un element a cărui rezistență este variabilă cu tensiunea ce i se aplică. Ea poartă numele de varistor sau VDR (*VDR* = voltage depending resistor).

Rezistența variabilă cu tensiunea are o caracteristică, a cărei alură este reprezentată în fig. 8.27, *b*. Dacă i se aplică o tensiune sub formă de impulsuri de la autotransformator printr-un condensator C, aceasta pierde componenta continuă și se axează în jurul valorii medii, ca în fig. 8.27, *b*. Din cauza nesimetriei tensiunii care se aplică se produc doi curenți continui, corespunzători celor două ramuri ale curbei. Curentul rezultant (în figură este negativ) produce la bornele acestei rezistențe o tensiune care se regăsește pe condensatorul C_1 (v. fig. 8.27, *a*). Prin aplicarea unei tensiuni continue reglabile, culeasă de la bornele condensatorului de recuperare prin R și P, se poate regla manual valoarea tensiunii rezultate U_{c_1}. Funcționarea sistemului este deci următoarea : la scăderea, de exemplu, a amplitudinii curentului de baleiaj prin bobinele de deflexie L_H, tensiunile pe timpul cursei directe u_d și pe timpul cursei inverse u_{inv} scad; deci, scade și tensiunea în impuls la bornele *4—5*. Prin urmare, scade tensiunea continuă negativă care apare la bor-

Arhiva digitala SaDAng

nele condensatorului C_1. Scăzînd valoarea tensiunii de negativare pe grila tubului final, va crește curentul anodic mediu și curentul de vîrf. Creșterea acestuia atrage creșterea curentului prin bobinele de deflexie și a tensiunii la borne. La o creștere a curentului lucrurile se petrec în sens invers.

Cu ajutorul acestui circuit, folosit în marea majoritate a televizoarelor, se realizează o variație a dimensiunilor de numai cîteva procente din dimensiunea orizontală.

8.3.6. Forma necesară a tensiunii de comandă

Pentru realizarea formei curentului prin bobină, și a funcționării în clasă B, cu diodă de recuperare, este necesar să se aplice pe grilă în timpul cursei directe, dacă caracteristica tubului $i_a - u_g$ este liniară, o tensiune de forma unui dinte de ferăstrău. Ea trebuie astfel aplicată, încît să asigure conducția tubului numai jumătate din timpul cursei directe (fig. 8.28). În prima jumătate tubul trebuie să fie blocat ($u_g > |E_{go}|$), ca să lucreze dioda de recuperare. Amplitudinea dintelui trebuie să fie, deci, $2|E_{go}| = U_d$. Pe timpul cursei inverse, tubul trebuie, de asemenea, să fie blocat, pentru ca circuitul bobinei de deflexie să poată oscila liber.

Întrucît tensiunea pe anod în timpul cursei inverse nu mai este $u_{a_{min}} =$ $=$ const, ca pe timpul cursei directe (egală cu $Ea + u_{CR} - u_{TR}$), ci este sub formă de impuls $u_{a_{max}}$, care mută caracteristica de funcționare spre stînga, este necesar un impuls de amplitudine U_i mai mare decît noua tensiune de tăiere. Această formă de impuls, dinte de ferăstrău, sau cum se mai spune piedestal-rampă, trebuie să fie produsă de circuitele de excitație, cu amplitudinile corespunzătoare.

Dacă caracteristica $i_a - u_g$ nu este liniară, ci cu o curbură (de regulă cu concavitatea îndreptată în sus), variația în timp a tensiunii de excitație pe grilă trebuie să fie de altă formă, pentru a obține un curent liniar. Alegînd pentru semnalele de excitație o formă exponențială cu curbura în jos, se poate compensa, într-o măsură oarecare, curbura caracteristicii $i_a - u_g$ și variația curentului anodic în timp devine mai liniară.

Menționăm că, în schemă, tubul final poate fi lăsat fără o tensiune de negativare obținută printr-un grup în catod sau o polarizare în grilă. Polarizarea corespunzătoare se obține prin circulația curentului de grilă ce apare la vîrf de tensiune de excitație, prin rezistența de grilă. Din acest motiv, însă, vîrfurile tensiunii de atac sînt teșite.

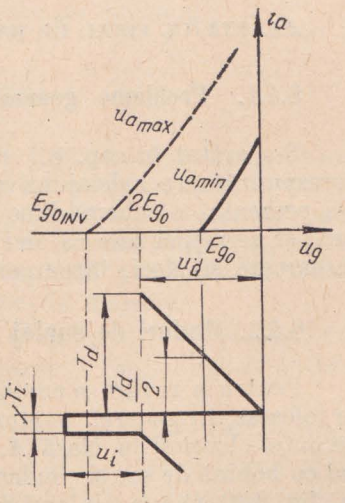


Fig. 8.28. Forma necesară a tensiunii de excitație pentru etajul final.

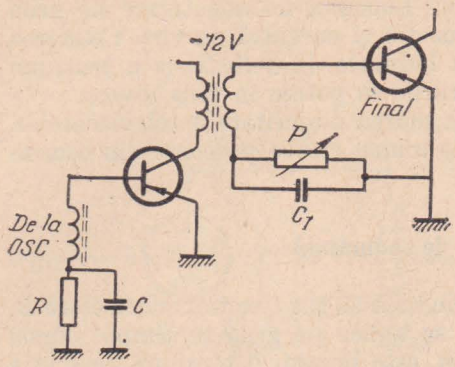


Fig. 8.29. Excitator pentru montaj de baleiaj final cu tranzistoare.

La montajele cu tranzistoare forma tensiunii de atac este de forma din fig. 8.15, *d*, deci de o formă mai simplă decît în cazul montajelor cu tuburi. Tranzistorul final cere, însă, în funcționare un curent de bază important ca să fie adus la saturație și generatorul de excitație trebuie să debiteze putere. Pentru acest motiv, între generator și etajul final se intercalează un excitator (driver) capabil să furnizeze această putere. Se pot folosi excitatoare, care să aibă în timp aceleași stări ca și etajul final (excitatorul și finalul conduc pe cursa directă) sau stări în opoziție (excitatorul este blocat și finalul conduce pe cursa directă).

Prima posibilitate are dezavantajul că determină tensiuni mari de colector la excitator, necesitînd tranzistoare de construcție specială. O schemă de excitator este arătată în fig. 8.29. În circuitul de bază se pune un circuit RC (respectiv P reglabil la etajul final) pentru micșorarea timpului de comutație. Rezistența R ajută la obținerea saturației, iar condensatorul C face ca, în momentul aplicării impulsului pe bază, amplitudinea tensiunii să fie maximă. Constanta de timp $\tau = RC$ se alege mult mai mică decît T_d.

8.4. ETAJUL FINAL DE BALEIAJ VERTICAL

8.4.1. Probleme generale

S-a arătat în cap. 8.1 că bobinele de deflexie se comportă la frecvența corespunzătoare baleiajului vertical ca rezistențe, în principal, și în fig. 8.8 s-a prezentat o schemă-bloc a generatorului de baleiaj vertical; ceea ce trebuie să se reținâ este că aici nu au loc oscilații libere, în general, pe cursa de întoarcere și, deci, întoarcerea va trebui să fie comandată de generator.

8.4.2. Moduri de cuplaj

Pentru a realiza o cuplare cu sarcina, constituită de bobinele de deflexie, se folosesc, în general, modurile de cuplare întîlnite în amplificatoarele audio de putere lucrînd în clasă *A*. Astfel, pentru adaptare se poate folosi cuplajul cu bobină de șoc și condensator de cuplaj (v. fig. 8.30, *a*), cu transformator (v. fig. 8.30, *b*) sau cuplajul din fig. 8.30, *c*, care nu necesită nici bobină de șoc, nici transformator, fiind deci foarte economic, dar puțin întîlnit deocamdată și atunci numai în schemele cu tranzistoare.

Arhiva digitala SaDAng

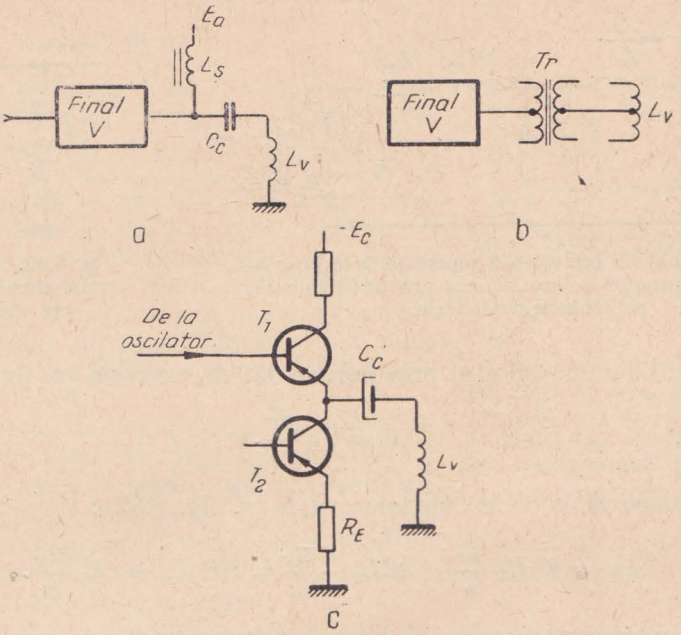


Fig. 8.30. Moduri de cuplaj ale etajului final de baleiaj vertical cu bobinele de deflexie :
a — cuplaj *LC*; *b* — cuplaj prin transformator; *c* — cuplaj prin condensator.

8.4.3. Forma necesară a curentului etajului final

În cazul în care se folosește transformator de cuplaj schema echivalentă raportată la primar este prezentată în fig. 8.31. S-au notat cu u_g și R_g tensiunea și rezistența internă a etajului final, cu R_1, R_2 și l_1, l_2 — rezistențele, respectiv inductanțele de scăpări ale primarului și secundarului și cu L_1 — inductanța primarului; R_F este rezistența, care exprimă pierderile în miez, iar R_V și L_V — rezistența și inductanța bobinelor de deflexie.

Dacă se neglijează inductanțele de scăpări și rezistența de pierderi în miez, iar R_1 și R_2 se înglobează la generator și, respectiv, la bobine, se obține o schemă echivalentă simplificată, ca în fig. 8.32.

Se vede ușor că în situația în care inductanța primară a transformatorului ar fi de valoare infinită, curentul prin sarcină i_V ar fi de aceeași formă ca și curentul etajului final i. Acesta din urmă ar trebui să asigure un curent dinte de ferăstrău.

În realitate, inductanța primarului este de valoare finită și în aceste condiții derivă prin ea un curent i_1. Din această cauză lucrurile se complică.

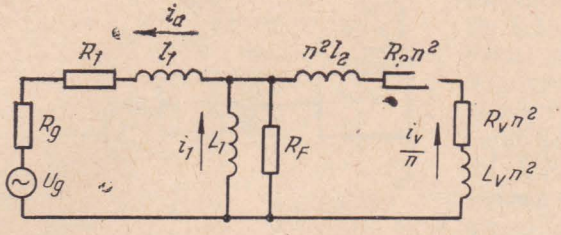


Fig. 8.31. Schema echivalentă raportată la primar a unui transformator de joasă frecvență ce debitează pe bobinele de deflexie.

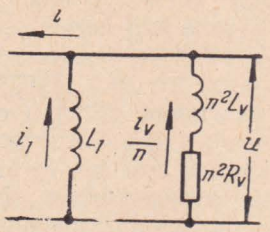


Fig. 8.32. Schema echivalentă simplificată față de cea din fig. 8.31.

Să considerăm curentul prin bobine dat de expresia (v. fig. 8.1):

$$i_V = I_M \frac{2t}{T_d}. \tag{8.38}$$

Tensiunea la bornele bobinelor va fi (v. fig. 8.32):

$$u = n^2 R_V \frac{i_V}{n} + n^2 L_2 \frac{l}{n} \frac{\mathrm{d}i_V}{\mathrm{d}t} = nR_V i_V + nL_V \frac{\mathrm{d}i_V}{\mathrm{d}t}. \tag{8.39}$$

Aceeași tensiune u apare și la bornele inductanței L_1; deci, se poate scrie că

$$u = L_1 \frac{\mathrm{d}i_1}{\mathrm{d}t}. \tag{8.40}$$

Curentul i_1 este atunci:

$$i_1 = \frac{1}{L_1} \int u \mathrm{d}t. \tag{8.41}$$

Înlocuind relațiile (8.39) și (8.38) în relația (8.41) se obține:

$$i_1 = \frac{1}{L_1} \int \left[nR_V I_M \frac{2t}{T_d} + nL_V \frac{2I_M}{T_d} \right] \mathrm{d}t \tag{8.42}$$

Efectuînd integrala, rezultă:

$$i_1 = \frac{2nR_V I_M}{L_1 T_d} \cdot \frac{t^2}{2} + \frac{2nL_V I_M}{L_1 T_d} t + C, \tag{8.43}$$

în care constanta de integrare C se determină din condiția ca, curentul mediu al etajului final să fie egal cu componenta continuă a curentului i_1. Dacă interesează curentul dat de etajul final, se însumează cei doi curenți i_1 și i_V/n:

$$i = i_1 + i_V/n = \frac{nR_V I_M}{L_1 T_d} t^2 + \frac{2nL_V I_M}{L_1 T_d} \left[1 + \frac{L_1}{n^2 L_V} \right] t + C. \tag{8.44}$$

Arhiva digitala SaDAng

Se constată că acest curent este de forma :

$$i = At^2 + Bt + C, \qquad (8.45)$$

reprezentată în fig. 8.33. El va conține o componentă continuă I_0, o componentă liniar variabilă cu timpul și o componentă parabolică.

Dacă se folosește cuplaj prin bobină de șoc L_f, problema se pune în mod asemănător (în schema din fig. 8.32, se înlocuiește L_1 cu L_f, dispare n, iar condensatorul de cuplaj nu apare, fiind considerat scurtcircuit) și în acest caz apare, din cauza valorii finite a șocului, necesitatea unui curent al etajului final de o formă care să conțină și o componentă parabolică (v. rel. 8.45).

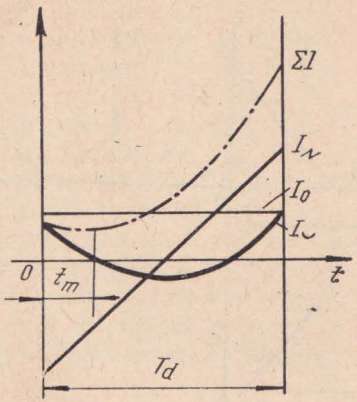


Fig. 8.33. Curentul necesar al etajului final (curba marcată cu linie întreruptă) și componentele sale așa cum rezultă din expresia (8.44).

Din motive de funcționare economică, se poate pune problema ca minimul curentului i să fie egal cu zero sau, pentru ușurința realizării formei curentului, minimumul său să fie plasat în origină ($t_m = 0$), sau să se adopte o astfel de valoare a inductanței primarului, pentru care curentul mediu al etajului final să fie minim.

În situația în care se alege :

$$L_1 \approx 0{,}29\ n^2 R_v, \qquad (8.46)$$

se obține un curent total minim, care trece prin zero la timpul :

$$t_m = 0{,}21\ T_d. \qquad (8.47)$$

8.4.4. Forma necesară a semnalului de excitație

Pentru asigurarea formei dorite a curentului debitat de etajul final, fie că este echipat cu tuburi, fie cu tranzistoare, semnalul de excitație trebuie să aibă o anumită formă. Aceasta se găsește construind caracteristica dinamică în planul caracteristicilor $i_a - u_a$, respectiv $i_c - u_{CE}$ cunoscînd care sînt valorile i (i_a sau i_c) și u_a sau u_c, deoarece acestea au rezultat din calculele precedente. De aici se pot deduce formele tensiunilor u_g, respectiv u_{BE} în funcție de timp. Se mai poate de exemplu, deduce caracteristica $u_g = f(t)$ din $i_a = f(t)$ dacă se cunoaște caracteristica dinamică în planul $i_a - u_g$, așa cum se vede din fig. 8.34. În cazul acesta a rezultat o formă asemănătoare cu a curentului. În realitate, caracteristica nu este liniară și cele două forme nu sînt identice.

Și în cazul generatorului de baleiaj vertical se folosește un impuls de blocare pe timpul întoarcerii, pentru a asigura totuși efectuarea cursei de întoarcere în timpul util.

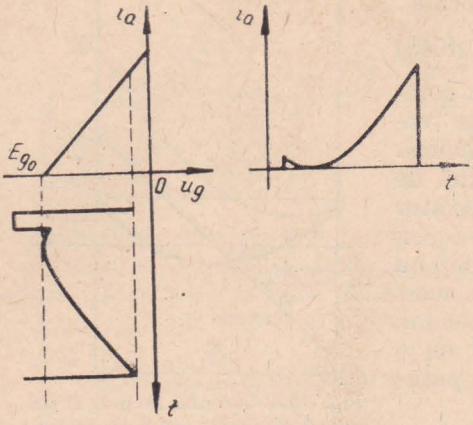


Fig. 8.34. Formele curentului şi tensiunii de excitaţie la un etaj final de baleiaj vertical echipat cu tub electronic.

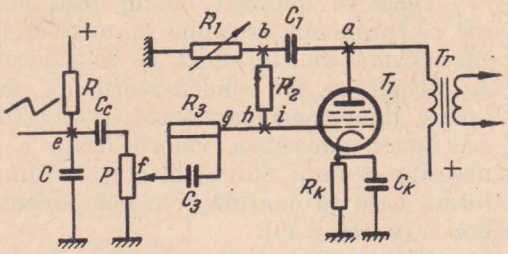


Fig. 8.35. Etajul final şi circuitul de formare al tensiunii de excitaţie pentru baleiaj vertical.

8.4.5. Circuitele de formare a semnalului de excitaţie

Întrucît generatorul de excitaţie livrează, în general, o tensiune sub formă de dinte de ferăstrău, cu sau fără piedestal, pentru a se asigura forma impusă, vor fi necesare circuite auxiliare care îndeplinesc rolul de adăugare a componentei cu curbura în sus peste semnalul dinte de ferăstrău. Dintr-o mare varietate de soluţii posibile se vor descrie cîteva dintre cele utilizate frecvent.

În montajele cu tuburi se poate utiliza, deseori, schema din fig. 8.35, care reprezintă un etaj final cu cuplaj prin transformator şi un circuit de reacţie cu structură de circuit de derivare (C_1R_1), care realizează schimbarea formei tensiunii. Pentru a explica funcţionarea, să urmărim formele de semnale din fig. 8.36.

În fig. 8.36, *a* este reprezentată forma tensiunii pe anodul tubului final, formă care reprezintă un dinte de ferăstrău şi un impuls. Ea coincide ca formă cu cea din fig. 8.2, care arată tensiunea la bornele bobinelor de deflexie, dar polaritatea este schimbată din cauza transformatorului. Amplitudinea impulsului s-a notat cu Δ. În punctul *b*, la ieşirea circuitului cu structura unui circuit de derivare dar cu constanta sa de timp de valoare nu prea mică (ca la un circuit de derivare propriu-zis) se obţine forma din fig. 8.26, *b*. Impulsul Δ rămîne, iar pe cursa directă dintele de ferăstrău liniar descrescător se transformă într-o formă cvasi exponenţială, care se poate descompune în mod aproximativ în două componente, un dinte de ferăstrău (v. fig. 8.36, *c*) şi o parabolă cu concavitatea în sus (v. fig. 8.36, *d*). La trecerea prin condensatorul C_1 acest semnal îşi pierde şi componenta continuă.

Arhiva digitala SaDAng

De la oscilator, prin grupul de formare, soseşte în punctul *e* (v. fig. 8.35) o tensiune de formă dinte de ferăstrău (fig. 8.36, *e*). Condensatorul de cuplaj C_c şi potenţiometrul P nu-i modifică forma, aşa că în punctul *f* (v. fig. 8.35) se poate schimba doar amplitudinea (v. fig. 8.36, *f*). În punctul *g* din fig. 8.35 sosesc aşadar două semnale: unul direct de la oscilatorul de excitaţie printr-un circuit R_3C_3 şi unul de la circuitul de derivare prin rezistenţa R_2. Pentru a justifica formele de semnal, considerăm circuitele în detaliu. Din punctul *f* (v. fig. 8.35) către grila tubului circuitul se prezintă ca în fig. 8.37. Se consideră rezistenţa R_2, care are valoare mare în comparaţie cu R_1, ca fiind pusă aproximativ la masă. În figură s-a reprezentat şi capacitatea de intrare în tub C_i. Deoarece R_3C_i are o valoare mai mare decît durata cursei inverse, circuitului R_3C_i ar fi putut integra tensiunea necesară întoarcerii şi s-ar fi ajuns la forma din fig. 8.38, care dă o întoarcere de durată prea mare. Pe timpul

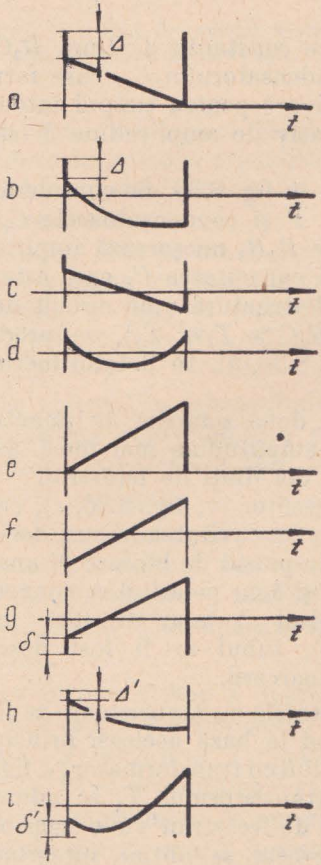


Fig. 8.36. Formele tensiunilor în punctele marcate din fig. 8.35.

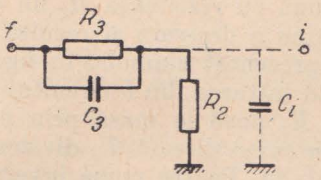


Fig. 8.37. Schema echivalentă a circuitului de formare din fig. 8.35, văzut din punctul *f*.

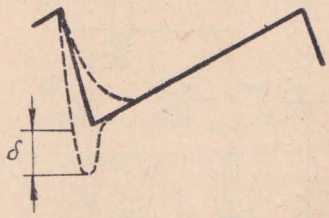


Fig. 8.38. Forma de semnal de ieşire pentru circuitul din fig. 8.37.

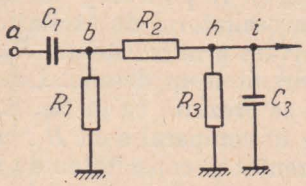


Fig. 8.39. Schema echivalentă a circuitului de formare din fig. 8.35, văzută din punctul *b*.

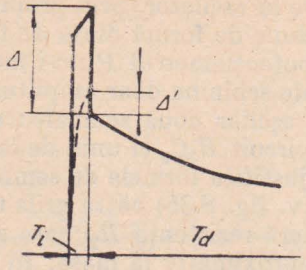


Fig. 8.40. Forma de semnal de ieşire pentru circuitul din fig. 8.39.

cursei directe forma nu se modifică, deoarece constanta de timp R_3C_i este comparabilă cu durata cursei. Din cauza condensatorului C_3, care formează împreună cu rezistenţa R_2 un circuit de derivare pentru timpul întoarcerii, se obţine o derivare şi rezultă impulsul negativ de amplitudine δ (situaţia s-a reprezentat simbolic în fig. 8.36, *g*).

Cu intrarea din *b* circuitul se prezintă ca în fig. 8.39. Se consideră rezistenţa R_3 pusă la masă prin potenţiometrul P şi condensatoarele C_c şi C. Pentru cursa directă T_d divizorul de tensiune R_2R_3 micşorează amplitudinea semnalului. Pentru cursa inversă intervine şi capacitatea C, care este suma capacităţilor dintre punctul h şi masă. Avînd structura unui circuit de integrare pentru semnale de durată mică ($\tau = R_2C \gg T_i \ll T_d$), se produce o micşorare a impulsului de întoarcere Δ (v. fig. 8.36, *h*). În detaliu lucrurile se prezintă ca în fig. 8.40.

Prin urmare, suprapunînd efectele celor două semnale, în punctul i se obţine, pentru cursa directă, o tensiune de amplitudine mai mică decît în punctul f al dintelui de ferăstrău (se adună doi dinţi de ferăstrău : — unul liniar crescător (v. fig. 8.36, *f*) şi unul descrescător (v. fig. 8.36, *c*), care are şi o componentă parabolică (v. fig. 8.36, *d*) cu concavitatea în sus, deci exact aşa cum se cere pentru cursa de întoarcere. Impulsul de blocare δ' apare din diferenţa Δ' şi δ cu polaritatea convenabilă. Dacă impulsul Δ n-ar fi fost integrat (v. fig. 8.40), tubul ar fi fost deschis în perioada întoarcerii.

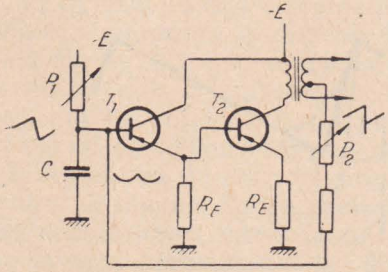


Fig. 8.41. Etaj final de baleiaj vertical cu transformator.

În montajele cu tranzistoare se folosesc scheme avînd la bază aceleaşi principii. În cazul cuplajului cu transformator (v. fig. 8.41), la intrarea tranzistorului T_1 se adună tensiunea dinte de ferăstrău cu o tensiune parabolică. Aceasta se obţine integrînd prin reţeaua de reacţie P_2C o tensiune de polaritate convenabilă, luată din secundarul trans-

Arhiva digitala SaDAng

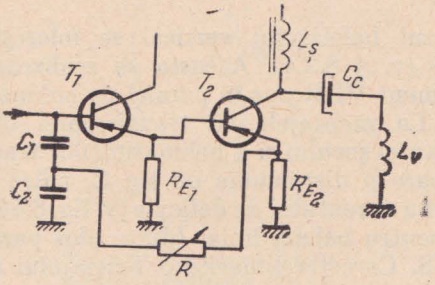


Fig. 8.42. Etaj final de baleiaj vertical cu cuplaj prin bobină de șoc.

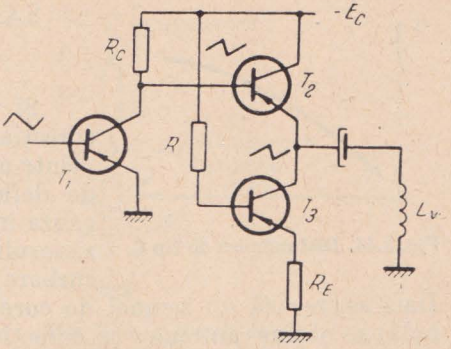


Fig. 8.43. Etaj final de baleiaj vertical cu cuplaj direct.

formatorului de ieșire. Tranzistorul T_1 este un repetor pe emitor, care reproduce la intrarea tranzistorului final T_2 această tensiune, avînd însă o ieșire de impedanță mică. În aceste condiții, curentul de colector va avea forma necesară.

În fig. 8.42 se arată o schemă de etaj de baleiaj final cu tranzistoare folosind cuplajul cu bobinele de deflexie prin bobină de șoc. Aici, componenta parabolică se obține prin integrarea tensiunii din emitorul tranzistorului T_2 prin rețeaua RC_2 și, aplicînd-o pe baza tranzistorului T_1 prin condensatorul C_1.

Se remarcă în schemele din fig. 8.41 și 8.42, că se utilizează, din motive de polaritate convenabilă a semnelor, o reacție pozitivă. Amplificările A și factorii de reacție β sînt astfel alese, încît întreaga rețea este stabilă și nu apar oscilații.

În alte scheme pot apărea și altfel de situații. În principiu vorbind, însă, în toate se utilizează pentru obținerea componentei parabolice necesare circuite de cvasiderivare sau integrare. Se mai utilizează, uneori, și elemente neliniare, care distorsionează în forma dorită semnalele de forma dintelui de ferăstrău.

În ultima vreme a apărut o schemă de etaj final fără transformator, care este foarte economică (v. și fig. 8.30, *c*). În fig. 8.43 se arată o astfel de schemă. Tranzistorul T_3 joacă rolul de sarcină în emitor pentru tranzistorul T_2. El se prezintă ca o rezistență mică în curent continuu și are o rezistență dinamică mare în curent alternativ. Astfel, se poate lucra cu amplitudini de curent mare, necesare bobinelor de deflexie. În acest montaj, în general, nu este nevoie de un circuit de reacție pentru distorsionarea semnalului. Curentul poate fi liniar variabil și liniar va fi și prin bobine. Condensatorul de cuplaj C se ia de valoare foarte mare (1 000—2 000 μF).

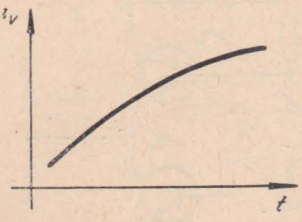


Fig. 8.44. Distorsiunea de tip C.

8.4.6. Corecții și reglaje pentru baleiajul vertical

Și în cazul baleiajului vertical se folosește corecția în S (v. § 8.3.4). Aceasta se realizează printr-un element VDR pus în paralel pe bobinele de deflexie. La montajele cu tranzistoare, din cauza inductanței șocului și a neliniarităților tranzistorului, apare o distorsiune de tip C, adică o curbare la vîrf a curentului de deflexie (v. fig. 8.44). Dacă se creează un semnal de corecție pentru baleiaj liniar (dinte plus parabolă) se obține automat și corecția în S. Corecția liniarității baleiajului se face așa cum s-a arătat în § 8.4.5.

În generatorul de baleiaj mai sînt necesare reglajele de liniaritate și dimensiuni. Liniaritatea se reglează de exemplu, cu ajutorul rezistenței R_1 (v. fig. 8.35), P_2 (v. fig. 8.41) și R (v. fig. 8.42) care dozează contribuția parabolei. Acest mod de reglaj permite reglajul liniarității jos (pe curba curentului) sau în stînga (pe imagine). Se pot prevedea și reglaje sus, introducînd elemente variabile în schemă.

Pentru reglarea dimensiunilor trebuie să se poată varia amplitudinea curentului prin bobine, respectiv a semnalului de excitație (potențiometrul P din fig. 8.35). În cap. 8.7 se vor arăta și alte exemple.

8.4.7. Stabilizarea dimensiunilor verticale ale imag.

Pentru păstrarea unei valori constante a raportului de aspect al imaginii, dacă se face stabilizarea automată a dimensiunilor orizontale, se impune acest lucru și pe verticală.

Pe verticală, dimensiunile imaginii pot varia din mai multe motive. În primul rînd, la baleiajul vertical s-a arătat că rezistența bobinelor are o importanță hotărîtoare în funcționare. Dar această rezistență se va schimba în timpul funcționării din cauza variației de temperatură din televizor care poate ajunge în funcționare la 100°. Introducînd în serie cu bobinele o rezistență, al cărei coeficient de variație cu temperatura este negativ (*NTC* = Negative temperature coefficient), valoarea rezistenței totale va fi constantă, deoarece rezistența bobinelor crește cu temperatura și a rezistenței „Termistor" (NTC) scade cu temperatura (v. fig. 8.45, *a*).

Această rezistență consumă putere utilă și atunci se indică mai curînd folosirea unei rezistențe „termistor" amplasată în interiorul bobinelor de deflexie ca să urmărească variațiile de temperatură, dar legată în schemă la ieșirea oscilatorului de baleiaj (v. fig. 8.45, *b*). Prin creșterea temperaturii, rezistența bobinelor crește și curentul scade prin ele. Termistorul își micșorează rezistența și la cursorul potențiometrului tensiunea de excitație crește. Ca urmare efectul se compensează.

Arhiva digitala SaDAng

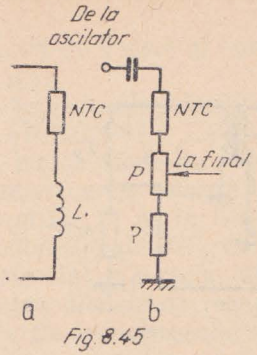


Fig. 8.45. Termistor folosit pentru stabilizarea dimensiunii verticale:
a — montat în serie cu bobinele de deflexie; *b* — montat la ieşirea oscilatorului.

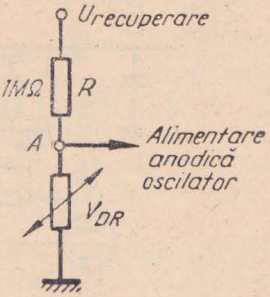


Fig. 8.46. Schemă de stabilizare cu element VDR.

O altă mărime, ale cărei variaţii pot antrena variaţii ale dimensiunilor imaginii este tensiunea de reţea. Pentru eliminarea acestor variaţii se pot alimenta, fie oscilatorul, fie finalul, fie ambele etaje cu tensiuni stabilizate.

Un mod simplu de stabilizare este acela de a folosi pentru alimentarea oscilatorului un element neliniar de tip varistor (VDR) cu o caracteristică de forma arătată în fig. 8.27. Luînd de la condensatorul de recuperare C_R din etajul final de baleiaj o tensiune şi aplicînd această tensiune unui divizor potenţiometric, format dintr-o rezistenţă şi un varistor (fig. 8.46), se obţine o stabilizare.

Într-adevăr, dacă tensiunea recuperată creşte, creşte şi tensiunea la bornele varistorului. Urmărind caracteristica $I = f(U)$ a varistorului (fig. 8.27), se vede că la creşterea tensiunii scade rezistenţa, deci în punctul A tensiunea va rămîne constantă. La scăderea tensiunii recuperate lucrurile se petrec invers. În aceste condiţii oscilatorul va livra o tensiune de semnal de amplitudine constantă. Se poate folosi simultan o alimentare cu varistor în anod şi catod. Ca urmare, se poate obţine o supracompensare (tensiunea efectivă de alimentare să crească mai mult decît scade tensiunea de reţea, prin creşterea tensiunii anodice şi scăderea tensiunii pe catod). S-ar putea folosi pentru stabilizare o alimentare bazată pe redresarea printr-un varistor a impulsurilor de tensiune din etajul final de baleiaj orizontal. Aceasta din urmă fiind stabilizat, şi tensiunea rezultantă va fi constantă.

Pentru etajul final se poate folosi o stabilizare asemănătoare ca cea folosită la etajul final de linii (v. fig. 8.26).

În unele scheme se foloseşte, de asemenea, un sistem de reacţie negativă. Sistemul preia la intrare o tensiune proporţională cu amplitudinea curentului de deflexie ce poate varia din cauza variaţiei rezistenţei bobinei, a variaţiilor tensiunii de reţea sau a îmbătrînirii tuburilor.

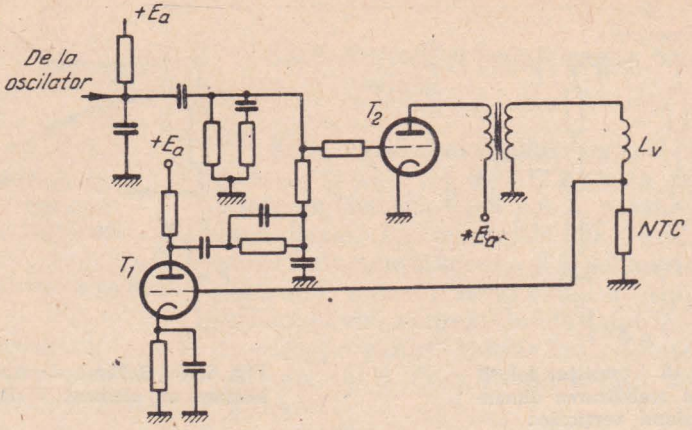


Fig. 8.47. Schemă principială de stabilizare a dimensiunilor verticale folosind reacția negativă.

În schema din fig. 8.47, în afară de oscilator și etajul final, se folosește un tub suplimentar ca amplificator. Cînd variază curentul prin bobină, variază și tensiunea la bornele termistorului (NTC). Ca urmare, tubul T_1 va primi o tensiune ce depinde de aceste variații. El îi inversează faza și după o distorsionare convenabilă o conduce pe grila etajului final unde se adună cu tensiunea de excitație venită de la oscilator, distorsionată și ea convenabil printr-o rețea. Cele două rețele asigură forma necesară a tensiunii pe grila etajului final. Amplitudinea și forma se pot regla prin elemente variabile introduse în cele două rețele de distorsionare. Prin variația tensiunii de reacție, înălțimea imaginii rămîne constantă.

8.4.8. Elemente active folosite în etajele finale de baleiaj

Din cele arătate în alineatele precedente, apare ca necesară folosirea unor elemente care să reziste la curenți sau tensiuni de valori mari, după cum se utilizează tranzistoare sau tuburi.

Pentru etajele finale de baleiaj orizontal, echipate cu tuburi electronice, se folosesc, în general, pentode de putere care trebuie să suporte curenți medii și de vîrf de valori cuprinse între 100 și 200 mA, respectiv 300—500 mA. Cu astfel de valori se poate ajunge prin raportul de transformare al autotransformatorului la valoarea $+ I_M$ (v. fig. 8.1) necesară în bobinele de deflexie.

În timpul cursei inverse, apar acele tensiuni în formă de impulsuri sinusoidale, care au valori de ordinul kilovolților. Înseamnă că aceste tuburi trebuie să reziste la tensiuni inverse de ordinul 7 kV.

Diodele de recuperare folosite trebuie să satisfacă și ele aproximativ aceleași cerințe și în plus să reziste la tensiuni mari între catod și filament (6—7 kV). Redresoarei de foarte înaltă tensiune i se impun cerințe severe,

Arhiva digitala SaDAng

din punctul de vedere al tensiunii inverse ($\approx$ 20 kV) și mai puțin al curentului ($\approx$200 μA).

Dintre tuburile folosite ca finale se utilizează PL36, EL36, PL500, PL505, 6П13С, 6П31С, 25Е5. Ca diode de recuperare se folosesc PY81, PY88, 6Ц10С, 6Ц19П, iar ca diode de redresare DY86, DY87, 1Ц11С, 3Ц18П etc.

Tranzistoarele folosite în etajul final trebuie să suporte curenți de vîrf de ordinul 6—15 A, în funcție de diagonala cinescopului și valoarea inductanței bobinelor de deflexie. În acest caz, însă, tensiunile pe care trebuie să le suporte sînt mai mici, de ordinul a 100—200 V.

Pentru diodele de recuperare se pun aceleași probleme. Rezistențele de saturație ale tranzistorului și de conducție a diodei trebuie să fie foarte mici ca valoare, pentru a nu introduce distorsiuni ($\approx$0,5 Ω).

Ca tipuri de tranzistoare utilizate se menționează: AU103, AU104, BUY12, SFT168, B1118, iar ca diode, de exemplu, BY118. Toate acestea se caracterizează prin putere de comutare mare și prin timp de comutare de valoare redusă (1 — 2 μs).

În etajul final de baleiaj vertical se folosesc, în general, tuburi și tranzistoare de putere de audiofrecvență de tip obișnuit. Întrucît elementele din aceste etaje pot folosi caracteristica lor $i_a = f(u_g)$ sau $i_c = f(u_{BE})$ pentru predistorsionare și pentru că trebuie să suporte totuși tensiuni inverse mai mari decît în AF (vîrful de tensiune ce apare în timpul cursei inverse poate atinge prin transformator, în cazul tuburilor, circa 1 000 V), s-au realizat elemente speciale destinate acestor etaje.

Dintre tuburi se menționează tipurile: PL82, PL84, PCL82, PCL85, 18GV8, 6П14П, 6П1П, 6Ф3П, iar dintre tranzistoare OD605, AD149, AD163 etc.

8.5. FORMAREA SEMNALULUI DE EXCITAȚIE

S-a arătat în § 8.3.6 forma necesară a semnalului de excitație, care trebuie să fie un impuls pe timpul cursei de întoarcere și un dinte de ferăstrău mai mult sau mai puțin distorsionat pe timpul cursei directe.

O tensiune liniar crescătoare se poate obține făcînd un montaj cu tub de descărcare (v. fig. 8.48). Tubul este blocat pe timpul cursei directe de la t_1 la t_2 (v. fig. 8.49). În această situație condensatorul C se încarcă de la sursa de alimentare E prin rezistența R. Forma tensiunii este o exponențială dată de expresia:

$$u_c = (E - U_{min})\left(1 - e^{-\frac{t}{RC}}\right). \tag{8.46}$$

S-a considerat pentru început $R_1 = 0$ și originea ca fiind translatată în punctul A.

Dacă încărcarea ar continua tensiunea la bornele condensatorului C, ar ajunge în final la tensiunea E. În realitate, fiindcă ne interesează să avem o tensiune liniară, se elimină porțiunea din exponențială cu cea mai mare curbură și încărcarea se întrerupe în punctul B, corespunzător tensiunii

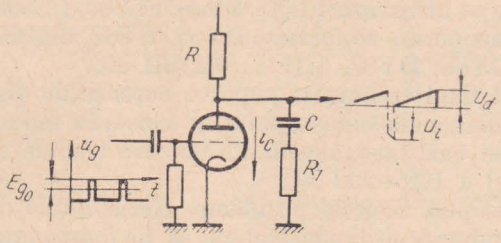


Fig. 8.48. Schema cu tub de descărcare.

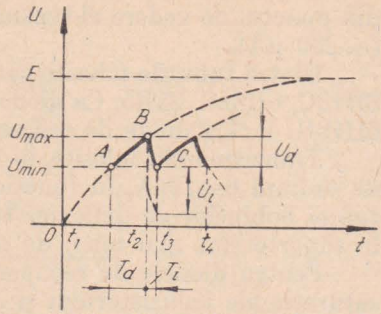


Fig. 8.49. Forma tensiunilor pentru montajul din fig. 8.48.

U_{max}. De asemenea, din aceleaşi motive, se caută ca tensiunea U_{min} să fie cît mai aproape de valoarea zero. Încărcarea se întrerupe deschizînd tubul cu nişte impulsuri de polaritate pozitivă care se aplică pe grilă. Acestea au perioada de repetiţie egală cu cea corespunzătoare baleiajului (T_H sau T_V) şi durata egală cu cursa de întoarcere T_i pe orizontală sau verticală.

Deci, în punctul B, după timpul T_d valoarea tensiunii va fi (chiar U în loc de U_{max}, din cauza translatării originii în A):

$$U = (E - U_{min})\left(1 - e^{-\frac{T_d}{RC}}\right). \tag{8.46 a}$$

Descărcarea se face prin tub. Acesta are o rezistenţă în sensul de conducţie mult mai mică decît rezistenţa R cu care apare în paralel. Deci, la descărcare, considerînd originea $t = 0$ în momentul t_2 tensiunea u_c va fi:

$$u_c = (U + U_{min})\, e^{-\frac{t}{R_i C}} \tag{8.47}$$

În momentul t_3 ($t_2 - t_3$ reprezentînd cursa inversă de durată T_i) se întrerupe descărcarea deoarece tubul iese din conducţie ca urmare a dispariţiei impulsului de la intrare. Se ajunge aşadar în punctul C la o tensiune egală cu U_{min}

$$U_{min} = (U + U_{min})\, e^{-\frac{T_i}{R_i C}} \tag{8.47. a}$$

Se poate determina şi neliniaritatea dintelui de ferăstrău. Aceasta se exprimă prin tangentele la curbă în punctele A şi B. Prin evaluare, din relaţia (8.46) se obţine:

$$\delta = \frac{\left|\frac{du_c}{dt}\right|_{t=0} - \left|\frac{du_c}{dt}\right|_{t=T_d}}{\left|\frac{du_c}{dt}\right|_{t=0}} = 1 - e^{-\frac{T_d}{RC}}.$$

Arhiva digitala SaDAng

Se poate scrie atunci, introducînd valoarea lui δ în relația (8.46, *a*) că

$$U = (E - U_{min})\,\delta. \tag{8.48}$$

Impunînd valoarea lui δ și știind tensiunea de alimentare E, tubul ales (deci R_i), tensiunea de excitație necesară U și din normă T_d și T_i, rezultă din relațiile 8.46, *a*, 8.47, *a* și 8.48 valorile U_{min} , C și R.

Din relația (8.48) se vede că dacă se cere o amplitudine U mare, pentru excitație, cu o anumită neliniaritate, deci cu δ dat, trebuie micșorată pe cît posibil tensiunea U_{min} și mărită tensiunea de alimentare E. Deoarece tensiunea U_{min} nu se poate micșora peste o anumită limită, din motive de funcționare stabilă (numai la o valoare C suficient de mare față de capacitățile parazite) se mărește tensiunea E. În montajele practice aceasta se realizează luînd alimentarea de la condensatorul de recuperare (600—700 V).

În timpul cursei de întoarcere sînt necesare impulsurile de blocare ale elementului activ din etajul final. Pentru obținerea lor se introduce în schemă rezistența R_1 (v. fig. 8.48). Întrucît aceasta este mult mai mică decît rezistența R, ea nu modifică funcționarea în timpul cursei directe și relațiile scrise rămîn valabile. Tensiunea la bornele condensatorului este așadar tot liniar variabilă și scăzătoare în timp pe cursa inversă. Curentul prin condensator va fi $i_c = C\mathrm{d}u_c/\mathrm{d}t$. Efectuînd derivata expresiei (8.47), în care se înlocuiește R_i cu rezistența totală de descărcare $R_{desc} = R_i + R_1$ se găsește tensiunea la bornele rezistenței R_1, ca fiind $U_{R1} = R_1\, i_c$. Amplitudinea impulsului U_i se consideră la momentul $t = t_2$, dar expresia (8.47) este scrisă ca și cînd originea ar fi în momentul t_2; deci, $t = 0$. De aici se poate găsi valoarea rezistenței R_1:

$$R_1 = -\frac{U_i R_i}{U_{min} + U + U_i}, \tag{8.49}$$

în care U_i se ia negativ.

Existența rezistenței R_1 este neapărat justificată în montajele pentru baleiajul orizontal cu tuburi, sau în cele de baleiaj vertical cu tranzistoare. În montajele de baleiaj orizontal cu tranzistoare (v. fig. 8.15) această rezistență nu este necesară, deoarece se lucrează cu semnale de comandă numai sub formă de impuls. În montajele de baleiaj vertical cu tuburi, impulsul pentru cursa de întoarcere se poate obține și cu ajutorul elementelor din rețeaua de corecție (v. fig. 8.37 și 8.38). Montajul cu tub de descărcare nu se folosește ca atare în generatoarele de baleiaj. Rețeaua R, C, R_1 se montează chiar la ieșirea oscilatoarelor. Acestea joacă și rolul de comutator închis — deschis pentru a permite încărcarea și descărcarea condensatorului C.

8.6. OSCILATOARE DE BALEIAJ

Cele mai răspîndite oscilatoare de baleiaj utilizate în practica televiziunii sînt oscilatoarele de relaxare. Cu acest tip de oscilatoare se obțin impulsuri de curent mari, cu un front foarte abrupt și durată de timp mică. Schema

acestor oscilatoare este simplă și economică. Oscilatoarele de relaxare se bucură și de avantajul de a se sincroniza ușor. Dezavantajul lor constă în faptul că frecvența impulsurilor generate depinde de variația tensiunii de alimentare, de uzura tubului și de temperatură. Din această cauză, în ultimul timp se manifestă tendința înlocuirii oscilatoarelor de relaxare în etajele de baleiaj pe orizontală cu oscilatoare sinusoidale, mai stabile dar cu o schemă mai complicată.

8.6.1. Oscilatorul autoblocat

Oscilatorul autoblocat este un oscilator de relaxare cu un singur tub, la care reacția pozitivă se realizează cu ajutorul unui transformator. Schema de principiu a oscilatorului autoblocat, și oscilogramele tensiunilor și curenților din circuit sînt reprezentate în fig. 8.50.

Schema de principiu este asemănătoare schemei unui oscilator sinusoidal cu cuplaj inductiv. Valorile diferite ale elementelor R, C_g, precum și reacția pozitivă puternică, fac ca funcționarea acestei scheme să fie diferită, iar în locul unei tensiuni sinusoidale să se obțină o tensiune în formă de impulsuri. Prin modificarea valorii elementelor de circuit, orice schemă de generator sinusoidal poate fi transformată în generator autoblocat. Principiul de funcționare este următorul: să presupunem că la un moment dat aplicăm tensiunea anodică E_a. Prin tub și prin înfășurarea L_1 a transformatorului Tr va lua naștere un curent i_a crescător, care dă naștere la un flux magnetic, de asemenea crescător, care induce în înfășurarea L_2 o tensiune electromotoare. Tensiunea de grilă crescînd, provoacă o creștere suplimentară a curentului anodic care, la rîndul ei, provoacă prin reacție pozitivă o creștere a tensiunii de grilă. Tensiunea de grilă devenind puternic pozitivă apare un curent de

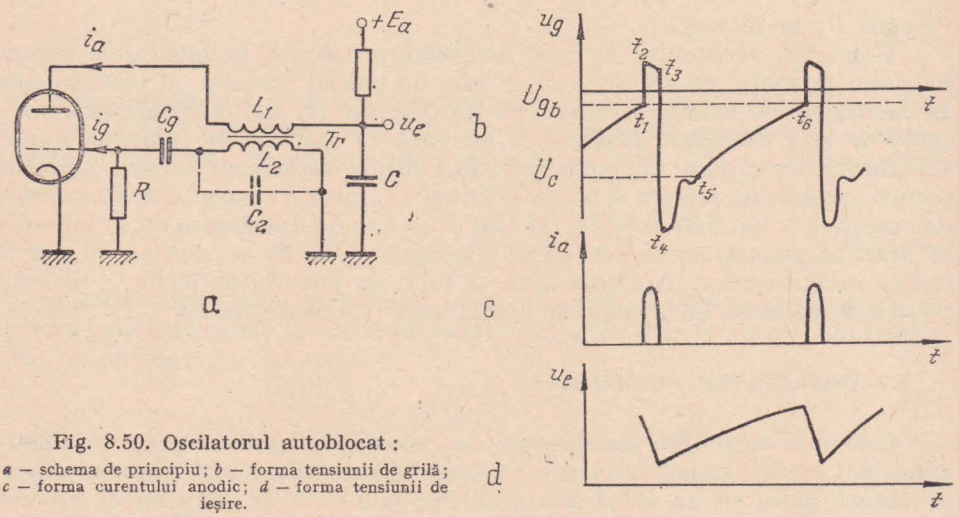


Fig. 8.50. Oscilatorul autoblocat:
a — schema de principiu; *b* — forma tensiunii de grilă; *c* — forma curentului anodic; *d* — forma tensiunii de ieșire.

Arhiva digitala SaDAng

grilă însemnat. În această situație, la o tensiune de grilă pozitivă relativ mare, o creștere a tensiunii de grilă nu mai determină o creștere a curentului anodic. În urma saltului tensiunii de grilă foarte rapid (t_1t_2,), curentul anodic și curentul de grilă ating valori mari, iar tensiunea anodică, o valoare redusă. Intervalul de timp t_1t_2 fiind foarte mic, condensatorul C_g nu are timp să se încarce. Datorită apariției curentului de grilă i_g, condensatorul C_g se încarcă cu o viteză determinată de constanta de timp a circuitului de încărcare C_gR_g (R_g este rezistența internă a spațiului grilă-catod). Curentul de încărcare a condensatorului scade în timp, deci și tensiunea de grilă. Scăderea tensiunii de grilă însă nu poate provoca o scădere a curentului anodic. Datorită încărcării condensatorului C_g, tensiunea de grilă scade lent, pînă cînd tensiunea de grilă scăzătoare poate provoca micșorarea curentului anodic (momentul t_3). În acest moment ia naștere un proces de avalanșă, care blochează tubul. Micșorarea tensiunii de grilă provoacă micșorarea curentului anodic, deci fluxul magnetic se micșorează și, în înfășurarea secundară a transformatorului apare o tensiune negativă care provoacă o micșorare mai accentuată a curentului anodic pînă la anulare. Durata palierului impulsului (t_2t_3) depinde de caracteristicile tubului și, în special, de rezistența internă a spațiului grilă-catod.

La sfîrșitul procesului de avalanșă, tensiunea negativă la bornele înfășurării L_2 dispare, însă condensatorul C_g rămîne încărcat la tensiunea negativă U_c, la care s-a încărcat prin curenți de grilă în intervalul t_2t_3.

Condensatorul C_g se descarcă apoi după o lege exponențială pe rezistența R. În momentul t_6 tensiunea de grilă depășește tensiunea de blocare, apare curentul anodic i_a și fenomenul de avalanșă. Timpul de blocare T_b al tubului este determinat de descărcarea condensatorului C_g pe rezistența R, de tensiunea la care s-a încărcat U_c și de tensiunea de blocare a tubului U_{gb}:

$$T_b = RC_g \log_e \frac{U_c}{U_{gb}}. \tag{8.50}$$

Cu o anumită aproximație se poate scrie:

$$T_b = 2\,RC_g. \tag{8.51}$$

Deci, frecvența de repetiție a impulsurilor este:

$$f_r = \frac{1}{2RC_g}. \tag{8.52}$$

Timpul de creștere al flancului anterior al impulsului (t_1t_2) și timpul de scădere al flancului posterior (t_3t_4) depind, în mare măsură, de capacitățile parazite ale montajului, ale electrozilor tubului și ale înfășurărilor, înglobate pe schemă în condensatorul C_2 și de inductanța schemei L_2. Bobina L_2 și condensatorul C_2 alcătuiesc un circuit oscilant care influențează funcționarea schemei. În timpul saltului pozitiv (t_1 t_2) al tensiunii de grilă, la bornele circuitului L_2C_2 ia naștere o oscilație puternic amortizată de spațiul grilă-catod ($U_g > 0$); din această cauză, oscilația nu este vizibilă pe oscilograma tensiunii de grilă. Oscilația ia naștere și la saltul negativ (t_3t_4) al tensiunii de

grilă. Grila fiind negativă, spațiul grilă-catod nu mai amortizează circuitul oscilant și este necesar să amortizăm circuitul L_2C_2 cu o rezistență de amortizare suplimentară. O altă soluție este utilizarea pentru miezul magnetic al transformatorului a unui material cu pierderi mari, la frecvențe ridicate, de exemplu tole obișnuite de oțel silicios.

Forma de undă din fig. 8.51, *b* este variabilă în limite largi în funcție de transformatorul utilizat și de caracteristicile tubului amplificator.

Oscilatoarele utilizate în generatoarele de baleiaj din receptoarele de televiziune trebuie să permită modificarea frecvenței de oscilație de către impulsurile de sincronizare (în cazul unei sincronizări directe); de către tensiuni continue (în cazul sincronizării indirecte) sau de către telespectator, cînd sistemul de sincronizare nu mai reușește să realizeze sincronismul frecvenței generatorului cu frecvența impulsurilor de sincronizare.

Modificarea frecvenței de oscilație a generatorului autoblocat se realizează de obicei prin modificarea valorii rezistenței R, prin modificarea potențialului punctului la care este conectată rezistența R sau prin modificarea frecvenței de oscilație a circuitului L_2C_2.

8.6.2. **Multivibratorul cu cuplaj catodic**

Multivibratorul cu cuplaj catodic este un oscilator de relaxare compus din două etaje amplificatoare aperiodice în cascadă, cuplate prin condensatorul C (fig. 8.52). Reacția de la ieșire la intrare se realizează prin intermediul rezistenței de catod R_k.

Regimul de lucru al tubului T_2 este astfel ales, încît pentru o tensiune de grilă egală cu zero, sau mai mare, curentul anodic i_{a_2} creează la bornele rezistenței R_k o tensiune pozitivă mai mare decît valoarea absolută a tensiunii de blocare a tubului T_1 : $U_k \geqslant U_{gb_1}$.

Modul de funcționare. La conectarea sursei de alimentare, tensiunea E_a se aplică prin rezistența R_{a1} și condensatorul C la grila tubului T_2. Apare curentul i_{a2}, deci și tensiunea de catod U_k. Tensiunea U_k este suficient de mare pentru a bloca tubul T_1 (timpul t_1, fig. 8.51, *b*).

Condensatorul C tinde să se încarce prin rezistențele de valoare relativ mică : R_{a_1}, rezistența internă a spațiului grilă-catod a tubului T_2 și rezistența R_k, la tensiunea E_a. Curentul de încărcare al condensatorului C scade (deci și tensiunea de grilă) pînă în momentul în care curentul anodic i_{a_2} creează la bornele rezistenței R_k o tensiune mai mică decît tensiunea de blocare a tubului T_1:

$$i_{a_2}R_k = U_k < |\, U_{gb_1} \,|.$$

În acest moment (t_2) tubul T_1 se deblochează, apare curentul i_{a_2}, iar tensiunea U_{a_1} se micșorează. Această variație negativă de tensiune se transmite prin condensatorul C tubului T_2. Curentul i_{a_2} se micșorează, deci și tensiunea U_k. Ia naștere în acest mod un fenomen de avalanșă, care blochează tubul T_2, tubul T_1 fiind în stare de conducție.

Arhiva digitala SaDAng

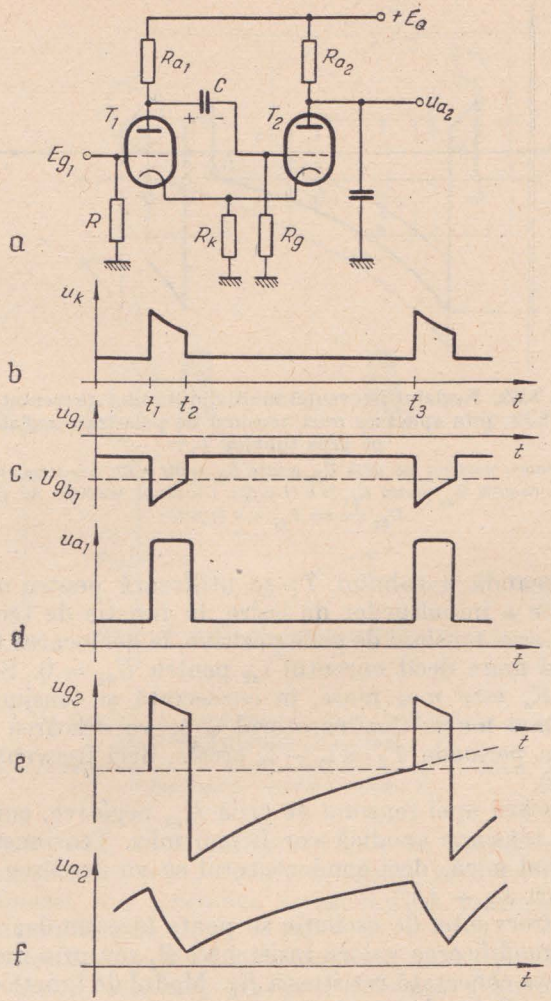


Fig. 8.51. Multivibratorul cu cuplaj catodic:
a — schema de principiu; *b* — forma tensiunii pe catod; *c* — forma tensiunii pe grila tubului T_1; *d* — forma tensiunii anodice a tubului T_1; *e* — forma tensiunii pe grila tubului T_2; *f* — forma tensiunii pe anodul tubului T_2.

Condensatorul C se descarcă prin rezistența R_{g_2} și prin circuitul anod-catod al tubului T_1 într-un interval de timp relativ mare, determinat de constanta de timp CR_{g_2}.

Condensatorul C descărcîndu-se, tensiunea negativă de grilă U_{g_2} se micșorează pînă cînd tubul T_2 se deblochează (t_3). Apare din nou un fenomen în avalanșă care blochează tubul T_1. Procesul descris se va repeta apoi periodic.

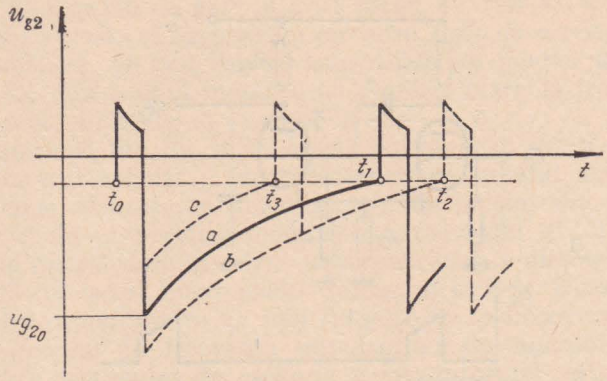


Fig. 8.52. Reglajul frecvenței multivibratorului prezentat în fig. 8.51, prin aplicarea unei tensiuni de polarizare reglabilă pe grila tubului T_1 :

a — forma tensiunii de grilă U_{g_2} pentru $E_{g_1} = 0 (f = f_0)$; *b* — forma tensiunii de grilă U_{g_2} pentru $E_{g_1} > 0$ $(f < f_0)$; *c* — forma tensiunii de grilă U_{g_2} pentru $E_{g_1} < 0$ $(f > f_0)$;

Grila de comandă a tubului T_1 se utilizează pentru modificarea frecvenței de repetiție a impulsurilor de ieșire, în funcție de tensiunea de CAF. În cazul aplicării unei tensiuni de grilă pozitive, la deblocarea tubului T_1 apare un curent i_{a1} mai mare decît curentul i_{a2} pentru $U_{g_2} = 0$. Saltul de tensiune anodică $\Delta U_a = E_a$ este mai mare, în consecință și tensiunea negativă de grilă U_{g2_0} va fi mai mare. Condensatorul C se va descărca într-un interval de timp mai mare, perioada $T_2 = t_2 - t_0$ crește, deci frecvența se micșorează (fig. 8.52, curba *b*).

În cazul aplicării unei tensiuni de grilă U_{g1} negative, curentul anodic i_{a1} și saltul ΔU_a de tensiune anodică vor fi mai mici. Tensiunea de grilă negativă U_{g2_0} va fi mai mică, deci condensatorul se va descărca într-un interval de timp mai scurt $(t_3 - t_0)$.

Modificarea frecvenței de oscilație se poate face similar ca la oscilatorul autoblocat, prin modificarea valorii rezistenței R_g sau prin modificarea potențialului la care este conectată rezistența R_g. Modul de funcționare este similar cu cel descris la oscilatorul autoblocat.

8.6.3. Oscilatorul sinusoidal

Oscilatorul sinusoidal utilizat în receptoarele de televiziune este un oscilator clasic *LC* de joasă frecvență. Sînt utilizate aproape toate variantele de oscilatoare *LC:* oscilatoare cu cuplaj inductiv, oscilatoare Hartley sau oscilatoare Colpitts.

Ultimele două tipuri de oscilatoare sînt preferate, datorită simplității constructive și bunei stabilități a frecvenței de oscilație.

Arhiva digitala SaDAng

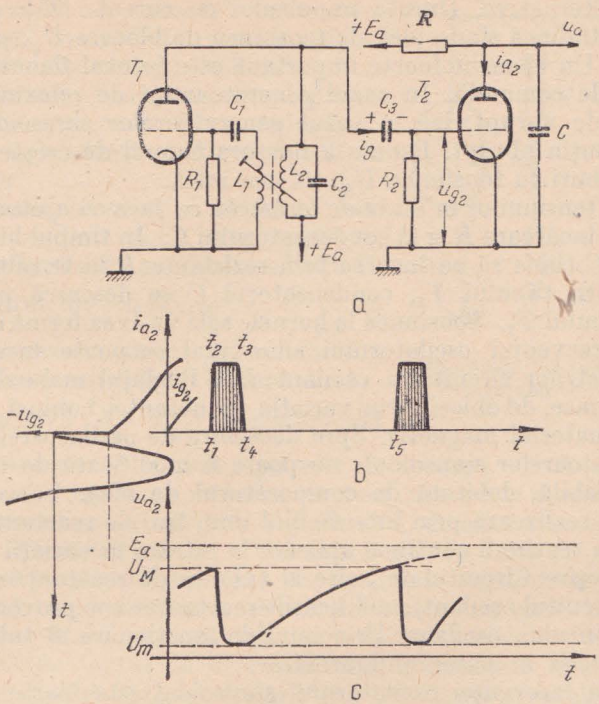


Fig. 8.53. Generarea tensiunilor în dinți de ferăstrău cu ajutorul oscilatorului sinusoidal:

a — schema de principiu; *b* — forma curentului anodic al tubului T_2; *c* — forma tensiunii anodice a tubului T_2.

Oscilatorul sinusoidal se utilizează exclusiv ca oscilator de linii. Nu se utilizează ca generator de cadre, deoarece bobina ar avea dimensiuni mult prea mari și obținerea din tensiunea sinusoidală a tensiunilor în dinți de ferăstrău ar fi foarte dificilă.

Tensiunea sinusoidală generată de oscilator nu se poate utiliza pentru comanda etajelor finale de baleiaj. Mai întîi este necesară transformarea tensiunii sinusoidale într-o tensiune în dinți de ferăstrău. În acest scop, tensiunea generată de oscilatorul T_1 (fig. 8.53) se aplică prin condensatorul C_3 unui tub de formare a impulsurilor (T_2). Tubul de formare este astfel ales, încît tensiunea de blocare U_{gb} este mult mai mică decît amplitudinea tensiunii alternative aplicată pe grilă.

În timpul alternanțelor pozitive apar curenți de grilă i_g, care încarcă condensatorul C_3. După un număr de alternanțe pozitive, condensatorul C_3 se încarcă la o tensiune negativă, a cărei valoare este aproape egală cu amplitudinea tensiunii alternative aplicate. Tensiunea negativă acumulată de condensatorul C_3 menține tubul T_2 blocat în intervalul dintre vîrfurile pozitive

ale tensiunii alternative. Durata impulsului de curent: $T = t_4 - t_1$ va depinde de amplitudinea sinusoidei, de tensiunea de blocare U_{gb} și de constanta de timp R_2C_3. Un element foarte important este frontul flancului de blocare al impulsului de comandă. În cazul generatoarelor de relaxare, acest front este suficient de abrupt, iar în cazul generatoarelor sinusoidale se obține un front mai puțin abrupt. Pentru a micșora timpul de creștere $\tau = t_2 - t_1$ se utilizează tuburi cu tensiunea U_{gb} cît mai mică.

Generarea tensiunilor în dinte de ferăstrău se face cu ajutorul tubului T_2, a rezistenței de încărcare R și al condensatorului C. În timpul blocării tubului, condensatorul C tinde să se încarce prin rezistența R la tensiunea E_a, iar în timpul deblocării tubului T_2, condensatorul C se descarcă prin rezistența internă R_i a tubului T_2. Tensiunea la bornele sale va avea forma din fig. 8.53, *c*.

Variația frecvenței oscilatorului sinusoidal se poate face numai prin variația parametrilor circuitului oscilant LC. Reglajul manual al frecvenței oscilatorului se face, de obicei, prin variația inductanței bobinei L, cu ajutorul unui miez de material magnetic. Spre deosebire de oscilatoarele de relaxare, frecvența oscilatoarelor sinusoidale nu poate fi modificată de tensiunea continuă lent variabilă, debitată de comparatorul de fază. Variația frecvenței oscilatorului se realizează prin intermediul unui tub de reactanță, care transformă variațiile tensiunii continue aplicate la intrare în variații ale reactanței circuitului de ieșire. Circuitul de ieșire al tubului de reactanță fiind conectat în paralel cu circuitul oscilant, modificările reactanței vor provoca modificarea frecvenței circuitului oscilant. Principiul de funcționare al tubului de reactanță va fi descris în paragraful următor.

Stabilitatea frecvenței oscilatorului sinusoidal este foarte bună. Pentru o variație a tensiunii de alimentare cu $\pm 10\%$, în montajele uzuale se obține o variație a frecvenței de maximum $3^0/_{00}$. Pentru stabilizarea frecvenței cu temperatura în circuitul oscilant se utilizează condensatoare cu coeficient de temperatură negativ. Se poate obține ușor o variație a frecvenței de numai $2^0/_{00}$ pentru o variație a temperaturii de la 20 la 70°C.

8.6.4. **Tuburi de reactanță**

Tubul de reactanță este un tub electronic care se prezintă, pentru circuitul exterior, ca o reactanță între anod și catod.

Schema simplificată a unui montaj cu tub de reactanță este reprezentată în fig. 8.54.

În tabelul ce urmează sînt prezentate impedanțele echivalente Z_a ale tubului de reactanță pentru diferite combinații ale elementelor Z_1 și Z_2.

	Z_1	Z_2	Z_a
1	R	C	X_c
2	C	R	X_L
3	L	R	X_c
4	R	L	X_L

Arhiva digitala SaDAng

În practică se utilizează doar combinațiile 1 și 2; celelalte combinații neutilizîndu-se, din motive economice.

Să analizăm funcționarea tubului de reactanță pentru cazul 1 : impedanța Z_1 reprezintă o rezistență și impedanța Z_2 un condensator.

Tensiunea alternativă de la bornele circuitului oscilant L_0C_0 este egală cu tensiunea alternativă anodică a tubului T. Prin circuitul de defazare $Z_2 = \frac{1}{\omega C}$ și $Z_1 = R$ va trece un curent defazat înainte față de tensiunea anodică. Deoarece reactanța capacitivă $X_C = \frac{1}{\omega C}$ este mult mai mare decît rezistența R, defazajul este de aproape 90°. Tensiunea alternativă de grilă u_g este egală cu căderea de tensiune de la bornele rezistenței R, în fază cu curentul ce circulă prin C și R, deci, defazat înainte față de tensiunea anodică u_a. Curentul anodic al tubului T este în fază cu tensiunea de grilă, deci defazat înainte cu 90° față de tensiunea anodică. Se poate trage, deci, concluzia că tubul de reactanță este echivalent cu un condensator.

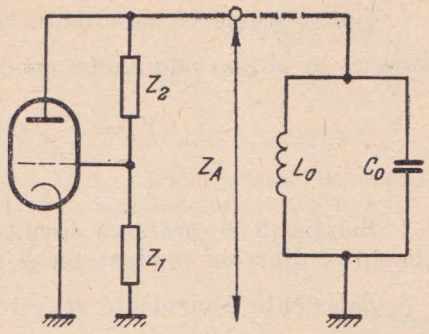


Fig. 8.54. Schemă simplificată a montajului cu tub de reactanță.

Pentru a stabili cu exactitate circuitul echivalent al schemei, trebuie ținut seamă de faptul că defazajul este în realitate mai mic decît 90°, de rezistența echivalentă R_1 a tubului T și de reactanța prezentată de circuitul RC, circuitului oscilant L_0C_0.

Determinarea circuitului echivalent al montajului cu tub de reactanță. Tensiunea alternativă de grilă u_g are valoarea :

$$u_g = \frac{R}{R + \frac{1}{j\omega C}} u_a; \qquad u_g = \frac{j\omega RC}{j\omega RC + 1} u_a.$$

Notînd $\omega RC = \alpha$ obținem

$$u_g = \frac{j\alpha}{j\alpha + 1} u_a. \tag{8.53}$$

Curentul anodic al tubului este $i_a = Su_g$, unde S este panta tubului, deci :

$$i_a = \frac{j\alpha S u_a}{j\alpha + 1}. \tag{8.54}$$

Împărțind cu u_a obținem :

$$\frac{i_a}{u_a} = \frac{jS\alpha}{j\alpha + 1}. \tag{8.55}$$

Ținînd seamă că admitanța anodică $Y_a = \frac{i_a}{U_a}$ și făcînd o serie de transformări se obține admitanța anodică:

$$Y_a = \frac{1}{Z_a} = \frac{1}{\frac{\alpha^2 + 1}{S\alpha^2}} + j\frac{1}{\frac{\alpha^2 + 1}{\alpha S}}. \tag{8.56}$$

Relația (8.56) arată că circuitul echivalent al tubului de reactanță este constituit dintr-un condensator și o rezistență conectate paralel.

Rezistența echivalentă R_a este:

$$R_a = \frac{\alpha^2 + 1}{S\alpha^2} = \frac{\omega^2 R^2 C^2 + 1}{S\omega^2 R^2 C^2}, \tag{8.57}$$

iar reactanța condensatorului este:

$$X_{ca} = \frac{\alpha^2 + 1}{\rho\alpha} = \frac{1}{\omega\frac{RCS}{\omega^2 R^2 C^2 + 1}}, \tag{8.58}$$

deoarece $X_{ca} = 1/\omega C_a$.

Se deduce de aici valoarea capacității achivalente C_a:

$$C_a = \frac{RCS}{\omega^2 R^2 C^2 + 1}. \tag{8.59}$$

Relațiile (8.57) și (8.58) pot fi simplificate, deoarece în practică $\alpha = \omega RC$ se alege mai mic decît 0,1. Neglijînd $\alpha^2 = 0{,}01$ față de 1 se obține:

$$R_a = \frac{1}{S\omega^2 C^2 R^2} \tag{8.60}$$

și

$$C_a = RCS. \tag{8.61}$$

Pentru stabilirea circuitului echivalent al schemei complete a oscilatorului trebuie să ținem seamă și de efectul de defazare al grupului RC conectat în serie paralel pe ieșire. Este mai convenabil să transformăm grupul serie RC într-un circuit echivalent paralel.

Rezistența echivalentă a circuitului de defazare este:

$$R_d = R\frac{\alpha^2 + 1}{\alpha^2} \tag{8.62}$$

și capacitatea echivalentă:

$$C_d = \frac{\alpha}{\omega(\alpha^2 + 1)R} = \frac{C}{(\alpha^2 + 1)}. \tag{8.63}$$

Arhiva digitala SaDAng

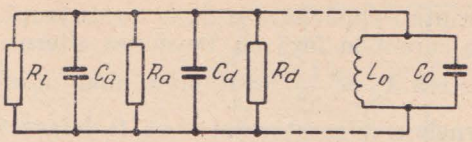


Fig. 8.55. Schema echivalentă pentru Z_a capacitiv.

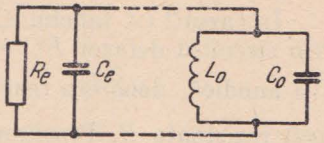


Fig. 8.56. Schemă echivalentă simplificată pentru Z_a capacitiv.

Deoarece $\alpha < 0{,}1$, se poate aproxima:

$$R_d = \frac{R}{\alpha^2} \tag{8.64}$$

și

$$C_d \approx C. \tag{8.65}$$

Dacă ținem seamă și de rezistența internă R_i a tubului electronic, putem stabili circuitul echivalent al schemei din fig. 8.54, reprezentat în fig. 8.55.

Conform relației (8.64) $R_d = \frac{R}{\alpha^2}$, deoarece $\alpha^2 < 0{,}01$. Obținem $R_d > 100\,R$. Valoarea uzuală a rezistenței R fiind mare, se obține pentru R_d o valoare mare, astfel că $R_d \gg R_a$ și, de asemenea, $R_d \gg R_i$. În aceste condiții, circuitul echivalent complet al tubului de reactanță poate fi redus la circuitul din fig. 8.56.

Rezistența R_e va fi egală cu:

$$R_e = \frac{R_i R_a}{R_i + R_a}, \tag{8.66}$$

iar condensatorul

$$C_e = C_d + C_a = C + RCS = (1 + SR)\,C. \tag{8.67}$$

Conform ecuației (8.67), capacitatea echivalentă totală C_e este proporțională cu panta tubului electronic. Întrebuințînd un tub cu pantă variabilă, se vor obține variații ale capacității echivalente în funcție de tensiunea continuă aplicată pe grila tubului de reactanță. Variația capacității va antrena o variație de frecvență. În anumite limite, variația de frecvență este proporțională cu variația pantei, conform relației:

$$\Delta F = \frac{-RC\,\Delta S}{2C_0} F, \tag{8.68}$$

unde F este frecvența de oscilație a circuitului din fig. 8.56:

$$F = \frac{1}{2\Pi \sqrt{L_0 (C_e + C_0)}}. \tag{8.69}$$

În cazul 2 (v. tabelul 8.1), Z_1 reprezintă o capacitate și Z_2 — o rezistență. Prin circuitul defazor RC va circula un curent în fază cu tensiunea alternativă anodică, deoarece reactanța capacitivă $X_c = \frac{1}{\omega C}$ este mult mai mică decît rezistența R. Tensiunea de la bornele condensatorului C va fi defazată înapoi cu 90° față de curent, deci și tensiunea de grilă. Curentul anodic în fază cu tensiunea de grilă va fi defazat cu 90° în urmă față de tensiunea anodică. Tubul electronic se va comporta deci, ca o inductanță.

Determinarea circuitului echivalent. Tensiunea alternativă de grilă u_g are valoarea:

$$u_g = \frac{\frac{1}{j\omega C}}{R + \frac{1}{j\omega C}} u_a; \qquad u_g = \frac{u_a}{1 + j\alpha}, \tag{8.70}$$

unde $\alpha = \omega RC$.

Curentul anodic $i_a = Su_g$ deci:

$$i_a = \frac{Su_a}{1 + j\alpha}. \tag{8.71}$$

Admitanța anodică Y_a este determinată de relația:

$$Y_a = \frac{i_a}{u_a} = \frac{1}{Z_a} = \frac{S}{1 + j\alpha} = \frac{1}{\frac{1 + \alpha^2}{S}} - \frac{j}{\frac{1 + \alpha^2}{S\alpha}}. \tag{8.72}$$

Din relația (8.72) deducem că circuitul echivalent al tubului de reactanță este compus dintr-o rezistență în paralel cu o inductanță.

Rezistența echivalentă este egală cu

$$R_a = \frac{1 + \alpha^2}{S}. \tag{8.73}$$

Inductanța echivalentă este egală cu

$$L_a = \frac{1 + \alpha^2}{S\alpha\omega}. \tag{8.74}$$

Deoarece în acest caz, elementele R și C au valori relativ mari, rezultă $\alpha > 10$.

Se poate aproxima:

$$R_a = \alpha^2 S$$

Arhiva digitala SaDAng

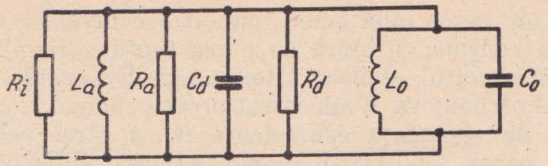


Fig. 8.57. Schema echivalentă pentru Z_a inductiv.

și

$$L_a = \frac{\alpha}{S\omega}$$

sau

$$R_a = \omega^2 C^2 R^2 S \tag{8.75}$$

și

$$L_a = \frac{RC}{S}. \tag{8.76}$$

Pentru determinarea circuitului echivalent al schemei cu tub de reactanță determinăm circuitul echivalent paralel al circuitului defazor serie *RC*:

$$R_d = R\frac{\alpha^2 + 1}{\alpha^2} \qquad \text{și} \qquad C_d = \frac{C}{\alpha^2 + 1}.$$

Ținînd seamă că $\alpha > 10$ rezultă:

$$R_d \approx R \tag{8.77}$$

și

$$C_d \approx \frac{1}{\omega^2 R^2 C}. \tag{8.78}$$

Circuitul echivalent al montajului este reprezentat în fig. 8.57.
Frecvența de acord a acestui circuit este:

$$F = \frac{1}{2\pi\sqrt{\frac{L_a L_0}{L_0 + L_a}(C_0 + C_d)}}. \tag{8.79}$$

Deoarece $L_a = \frac{RC}{S}$ și $C_d \ll C_0$, se obține:

$$F = \frac{1}{2\pi\sqrt{\frac{RCL_0C_0}{RC + SL_0}}}. \tag{8.80}$$

Din această relație se poate obține deviația frecvenței circuitului oscilant în funcție de variația pantei tubului *T*:

$$\Delta F = \frac{FL_0}{2RC}\Delta S. \tag{8.81}$$

După cum am văzut pînă acum, circuitul echivalent al montajului cu tub de reactanță conține, în afară de o reactanță variabilă și o rezistență care amortizează circuitul oscilant. Rezistența R_d avînd o valoare relativ ridicată, circuitul oscilant va fi amortizat practic numai de rezistența internă a tubului R_i și de rezistența echivalentă R_a, a cărei valoare este invers proporțională cu panta tubului. În scopul reducerii amortizării, este indicat ca tubul de reactanță să aibă rezistența internă cît mai mare. Sînt indicate, deci, tuburi pentodă sau heptodă. O altă posibilitate de reducere a amortizării se poate obține prin utilizarea unei scheme în care tubul de reactanță să fie echivalent cu o reactanță și o rezistență negativă.

8.7. SCHEME DE GENERATOARE DE EXCITAȚIE PENTRU BALEIAJ ORIZONTAL

Pentru generarea tensiunilor de baleiaj pe orizontală, în receptoarele cu tuburi electronice s-au utilizat, în mare măsură, multivibratorul cu cuplaj catodic și generatorul autoblocat, datorită simplității lor și a prețului de cost redus. În ultimul timp se utilizează din ce în ce mai frecvent oscilatorul sinusoidal comandat de un tub de reactanță, cu o schemă mai complicată, dar cu o frecvență mai stabilă. În receptoarele cu tranzistoare se întrebuințează frecvent oscilatorul autoblocat, deoarece este stabil și cu o schemă simplă. În ultimul timp o dată cu elaborarea de noi tranzistoare cu performanțe superioare, au apărut și scheme de generatoare cu oscilatoare sinusoidale.

8.7.1. Generator de excitație cu oscilator autoblocat

O schemă uzuală de generator autoblocat cu tuburi electronice este schema utilizată la televizorul Național VS59-663 (fig. 8.58). Reacția pozitivă este asigurată de autotransformatorul Tr, compus din bobinele L_1 și L_2. Miezul magnetic al autotransformatorului este constituit din ferită cu pierderi reduse la frecvențe mari și poate fi reglat manual. Pentru amortizarea oscilațiilor libere ale oscilatorului s-a introdus rezistența R_3. Reglajul manual al frecvenței oscilatorului autoblocat se realizează prin modificarea valorii inductanțelor L_1 și L_2 cu ajutorul miezului de ferită. Prin aceasta se modifică frecvența oscilațiilor libere ale circuitului oscilant L_2C_p și, implicit, frecvența de repetiție a impulsurilor. Reglajul automat al frecvenței se realizează prin variația tensiunii U_r provenită de la comparatorul de fază.

Circuitul de încărcare este compus din condensatorul C_2 și rezistența R_4. În timpul impulsului de curent anodic, condensatorul C_2 se descarcă prin rezistența internă a tubului. În timpul blocării tubului, condensatorul C_2 se încarcă prin rezistența R_2. Tensiunea de la bornele sale are aproximativ forma unor dinți de ferăstrău (fig. 8.59, *c*).

Pentru mărirea stabilității frecvenței de repetiție a impulsurilor se întrebuințează un circuit rezonant derivație, compus din bobina L_3 și condensa-

Arhiva digitala SaDAng

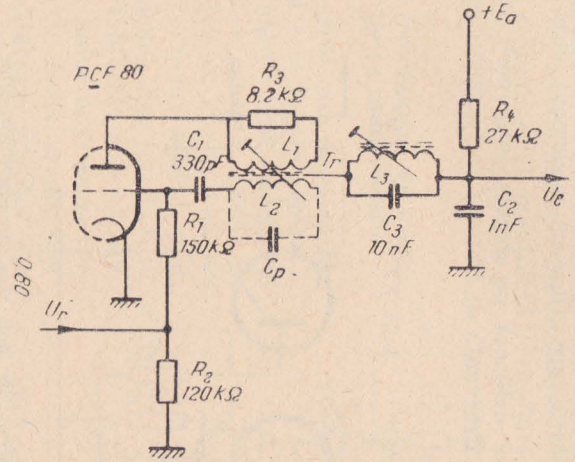


Fig. 8.58. Schema oscilatorului de linii din televizorul Național VS59-663.

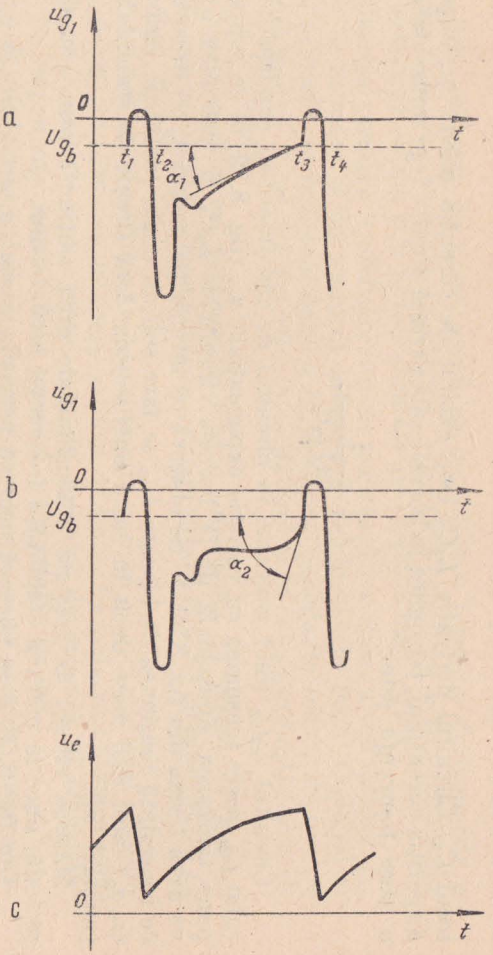


Fig. 8.59. Diagramele de tensiune ale schemei din fig. 8.58 :

a — forma tensiunii de grilă cu circuitul L_3C_3 scurtcircuitat; *b* — forma tensiunii de grilă în situație normală; *c* — forma tensiunii anodice a tubului T_3.

torul C_3. Circuitul derivație L_3C_3 este excitat de curentul anodic și, după dispariția curentului, tensiunea la bornele sale variază după o lege sinusoidală, a cărei frecvență este:

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_3C_3}}.$$

Circuitul L_3C_3 fiind conectat în circuitul de descărcare al condensatorului C_3, peste tensiunea cu variație exponențială u_{g1} (fig. 8.59, *a*) se suprapune tensiunea sinusoidală de la bornele circuitului L_3C_3 și tensiunea u_{g1} va avea forma din fig. 8.59, *b*. Se observă că intersecția curbei u_g cu dreapta ce reprezintă tensiunea de blocare U_{gb} se face sub un unghi (notat pe figură cu α_2) mult mai mare decît în cazul unei scheme fără circuit de stabilitate (unghiul α_1).

Mărirea vitezei de creștere a tensiunii de grilă, obținută prin această metodă, duce la mărirea stabilității frecvenței oscilatorului.

Din fig. 8.59, *b* se observă ușor că perioada oscilației circuitului L_3C_3: $T_3 = t_3 - t_2$ este ceva mai mică decît perioada frecvenței oscilatorului $T = t_3 - t_1$. Pentru acordul corect al circuitului L_3C_3, se reglează miezul magnetic al bobinei L_3, urmărindu-se cu ajutorul unui osciloscraf obținerea unei tensiuni u_g cu forma din fig. 8.59, *b*.

În fig. 8.60 este reprezentată schema de principiu a unui generator autoblocat cu tranzistoare folosit în mod curent în receptoarele de televiziune cu tranzistoare.

Generatorul este compus dintr-un oscilator autoblocat care funcționează cu tranzistorul T_1 și un etaj de excitație care utilizează ca element amplificator tranzistorul T_2.

Tranzistorul oscilator T_1 este deblocat pe durata întoarcerii spotului și blocat pe durata cursei active. Frecvența de tăiere f_T a tranzistoarelor T_1

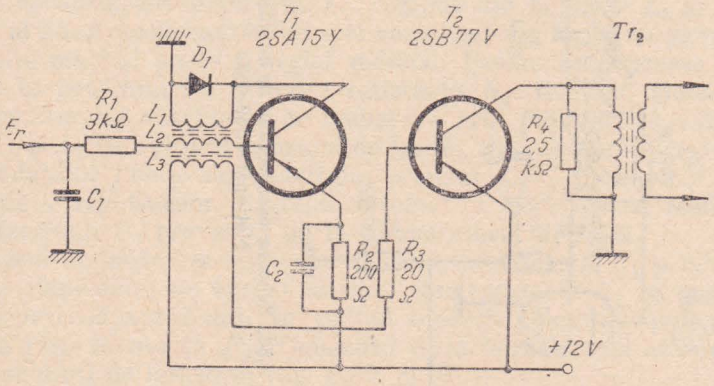


Fig. 8.60. Schema oscilatorului de linii și a preamplificatorului final din televizorul portabil Sharp.

Arhiva digitala SaDAng

și T_2 este suficient de mare, astfel că se obține o tensiune de comandă a etajului final linii cu un front abrupt. Viteza de comutare a tranzistoarelor fiind mare, se obține și o putere disipată pe colector mai redusă.

Reacția pozitivă a oscilatorului se realizează cu ajutorul înfășurării L_1, legată la colector și cu ajutorul înfășurării L_2, legată la bază. Cuplajul cu etajul următor se face prin bobina L_3, astfel ca impedanța redusă de intrare a tranzistorului T_2 să nu amortizeze oscilatorul și să micșoreze astfel stabilitatea de frecvență.

Pentru micșorarea dependenței lățimii impulsului de curent, în funcție de valoarea rezistenței serie a bazei r_{bb}', se conectează în serie cu înfășurarea L_2 rezistența R_1.

Frecvența de repetiție a impulsurilor este variată cu ajutorul unei tensiuni variabile E_r obținută de la comparatorul de fază. În vederea obținerii unei mai bune stabilități a frecvenței față de curentul de colector al tranzistorului T_1, impedanța internă R_i a sursei E_r este relativ redusă.

La blocarea tranzistorului T_1 pe colector apare un impuls puternic de tensiune negativă ce se transmite prin înfășurarea L_2 la baza tranzistorului T_1. Dioda D_1 se deschide și impedanța internă a diodei amortizează puternic înfășurarea L_1. În consecință se reduce și amplitudinea saltului de tensiune, protejînd tranzistorul T_1 și tranzistorul T_2.

Impulsurile de curent de colector ale tranzistorului T_1 se transmit prin transformatorul Tr_1 la baza tranzistorului T_2 care lucrează, de asemenea, în regim de comutație și provoacă apariția unui impuls de curent de colector. Deblocarea tranzistorului T_1 antrenează blocarea tranzistorului T_2. Energia acumulată în transformatorul de excitație Tr_2 provoacă apariția curentului de bază al etajului final, menținîndu-l în stare de conducție pînă la blocarea tranzistorului T_1 și deblocarea tranzistorului T_2.

8.7.2. Generatoare de excitație cu multivibrator

În fig. 8.61 este reprezentată schema de principiu a generatorului de baleiaj din televizorul Rubin 102, o schemă clasică de multivibrator cu cuplaj catodic. În această schemă apar în plus, față de schema din fig. 8.51, un circuit de stabilizare a frecvenței, format din inductanța L_1 și condensatorul C_1. Acest circuit acordat îmbunătățește simțitor stabilitatea multivibratorului. Din

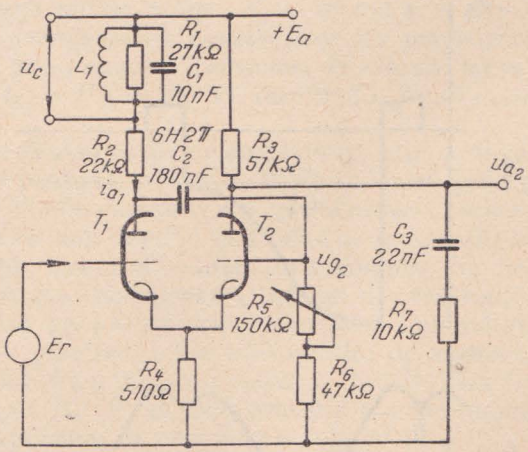
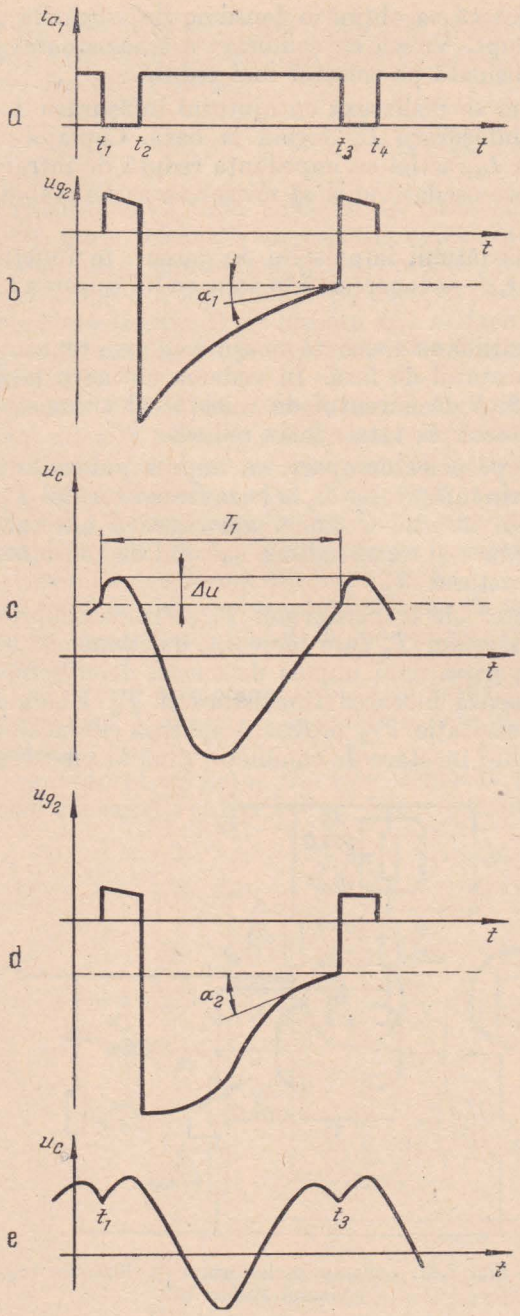


Fig. 8.61. Schema oscilatorului de linii din televizorul Rubin 102.



acest motiv se utilizează la marea majoritate a schemelor practice.

Mărirea stabilității se obține prin creșterea pantei tensiunii de grilă în momentul deblocării tubului. Funcționarea este întrucîtva asemănătoare schemei de stabilizare utilizate la oscilatorul autoblocat. Deosebirea constă în faptul că apare o oscilație cosinusoidală, iar circuitul este eficient pentru o frecvență de oscilație proprie mai mică decît frecvența de repetiție a impulsurilor generate de multivibrator.

În momentul t_1 (fig. 8.62) tubul T_1 trece din starea de conducție în starea de blocare. Energia magnetică înmagazinată în bobina L_1 creează un salt de tensiune ΔU la bornele circuitului L_1C_1 (fig. 8.62, *c*). Tensiunea variază după o lege cosinusoidală, parcurgînd pînă la momentul t_3 mai puțin de o perioadă. Îm acest moment tensiunea u_C este încă crescătoare, fapt care duce la mărirea unghiului de incidență al tensiunii u_{g2} : $\alpha_2 > \alpha_1$. Se produce deblocarea tubului T_2 și blocarea tubului T_1. Tensiunea u_a crește cu mărimea ΔU, compensîndu-se astfel pierderile de energie ale circuitului.

Acordul circuitului de stabilitate se face cu ajutorul unui osciloograf, urmărind obținerea unei tensiuni u_{g2} cu unghiul α_2

Fig. 8.62. Diagramele de tensiune ale schemei din fig. 8.61 :

a — forma curentului anodic al tubului T_1; *b* — forma tensiunii de grilă a tubului T_2, circuitul L_1C_1 fiind scurtcircuitat; *c* — forma tensiunii la bornele circuitului L_1C_1; *d* — forma tensiunii de grilă a tubului T_2 în situație normală; *e* — forma tensiunii la bornele circuitului L_1C_1 cînd acest circuit este dezacordat.

Arhiva digitala SaDAng

mare, sau prin vizualizarea tensiunii u_C. Forma corectă a tensiunii u_C este reprezentată în fig. 8.62, *c*. În cazul acordării circuitului L_1C_1 pe o frecvență mai mică decît cea necesară, amplitudinea tensiunii U_C este redusă și unghiul α_2 se micșorează.

În cazul acordării pe frecvențe de repetiție a impulsurilor, deci pe o frecvență mai mare decît cea necesară, la momentele de declanșare t_1 și t_3, tensiunea u_C trece prin valoarea maximă, iar viteza de variație este minimă, deci unghiul α_2 va avea o valoare redusă.

La o mărire mai mare a frecvenței, în momentele t_1 și t_3, tensiunea U_C este scăzătoare, iar unghiul α_2 se micșorează din această cauză mai mult. În acest caz, forma tensiunii U_C este cea din fig. 8.62, *e*.

Atît acordul manual al frecvenței, obținut prin variația rezistenței reglabile R_5, cît și acordul automat al frecvenței, obținut prin aplicarea unei tensiuni continue pe grila tubului T_1, se realizează prin modificarea duratei de blocare a tubului T_2. Totodată se modifică într-o oarecare măsură și durata de blocare a tubului T_1.

8.7.3. Generator de excitație cu oscilator sinusoidal

Schemele uzuale de oscilatoare sinusoidale sînt constituite pe baza unui tub multiplu, o triodă-heptodă sau o triodă-pentodă.

De obicei, trioda se utilizează ca tub de reactanță, iar tubul multiplu, ca oscilator sinusoidal și tub de formare. În unele cazuri, în special în cazul utilizării tubului triodă-heptodă, trioda se utilizează ca tub de formare, iar heptoda ca tub de reactanță și oscilator sinusoidal. În fig. 8.63 este reprezentată o schemă uzuală de oscilator sinusoidal cu tubul PCF802. Acest tub este construit special pentru oscilatoare sinusoidale. Trioda întrebuințată ca tub de reactanță are o rezistență internă relativ mare : $R_i = 20$ kΩ și o pantă redusă $S = 3{,}5$ mA/V, așa încît compensarea rezistențelor de amortizare este ușor de făcut sau nici nu mai este necesară. Tensiunea de blocare a pentodei este mică ($U_{gb} \approx 6$ V pentru $U_a = U_{g2} = 200$ V), rezultînd o pantă mare a flancului de blocare.

După cum se vede în fig. 8.63, pentru oscilator sînt folosite grila a doua, grila de comandă și catodul părții pentodă a tubului PCF802. Între grila a doua și bobina L este conectat un circuit paralel R_5C_5, care limitează puterea disipată pe grilă și permite obținerea unei deviații mai mari de frecvență, în urma acțiunii tubului de reactanță. Circuitul oscilant este compus din bobina L, condensatorul C_4 și capacitatea echivalentă a tubului de reactanță.

Condensatorul C_4 este conectat pe partea grilei, pentru a îmbunătăți forma de undă a tensiunii de grilă prin reducerea conținutului de armonici și pentru a asigura astfel o formă corectă a tensiunii anodice. Circuitul anodic al pentodei, constituit din rezistențele R_8, R_9 și condensatorul C_7, determină forma flancului de deschidere a impulsului de comandă a tubului final.

Tensiunea de defazare pentru tubul de reactanță este luată în antifază cu tensiunea alternativă anodică a triodei, făcînd posibilă obținerea unei

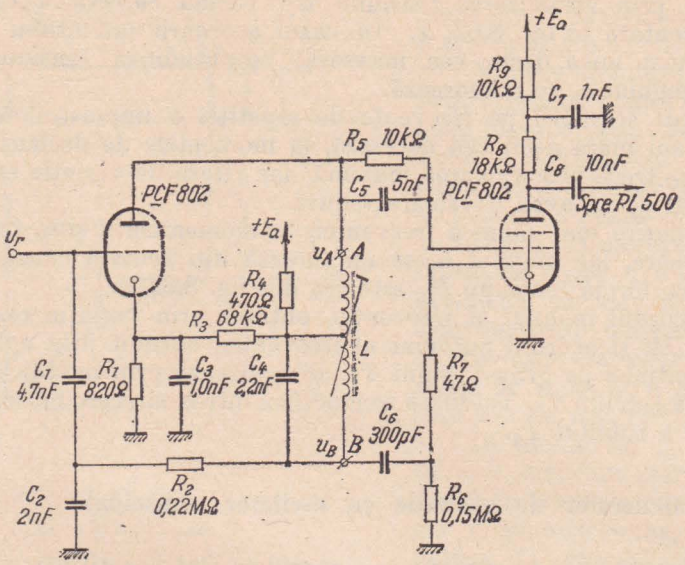


Fig. 8.63. Schemă de oscilator de baleiaj pe orizontală de tip sinusoidal.

rezistențe echivalente a tubului de reactanță, negative, care compensează rezistența internă R_i a triodei. Prin circuitul defazor R_2C_2 se obține o tensiune de grilă defazată cu 90° în urmă față de tensiunea din capătul B al bobinei L. Tensiunea u_B fiind defazată cu 180°, față de tensiunea u_A, tensiunea de grilă u_g este defazată cu 90° înaintea tensiunii u_A. Curentul anodic fiind în fază cu tensiunea de grilă, este defazat cu 90° înaintea tensiunii anodice u_A, deci trioda se comportă ca o reactanță capacitivă.

În fig. 8.64 este reprezentată schema oscilatorului sinusoidal, cu tranzistoare utilizat în televizorul portabil Graez Lady 911.

Oscilatorul este cu cuplaj inductiv între colector și bază. Ca element activ se utilizează tranzistorul cu siliciu BSY52 (T_2). Transformatorul Tr_1 asigură reacția pozitivă necesară producerii oscilațiilor. Circuitul oscilant este constituit din secundarul transformatorului Tr_1, condensatoarele C_3, C_4, C_6 și reactanța echivalentă a tranzistorului T_1. Constanta de timp C_6R_7 este astfel aleasă, încît tranzistorul oscilator T_2 este deblocat periodic în intervale scurte de timp, obținîndu-se în circuitul de colector impulsuri de tensiune dreptunghiulară, care se aplică tranzistorului final prin transformatorul de cuplaj Tr_2. Coeficientul de umplere depinde de valorile condensatorului de cuplaj C_6 și ale rezistenței de bază R_7. Dioda D_2 protejează tranzistorul T_2 pentru tensiuni negative bază-emitor de amplitudine prea mare.

Arhiva digitala SaDAng

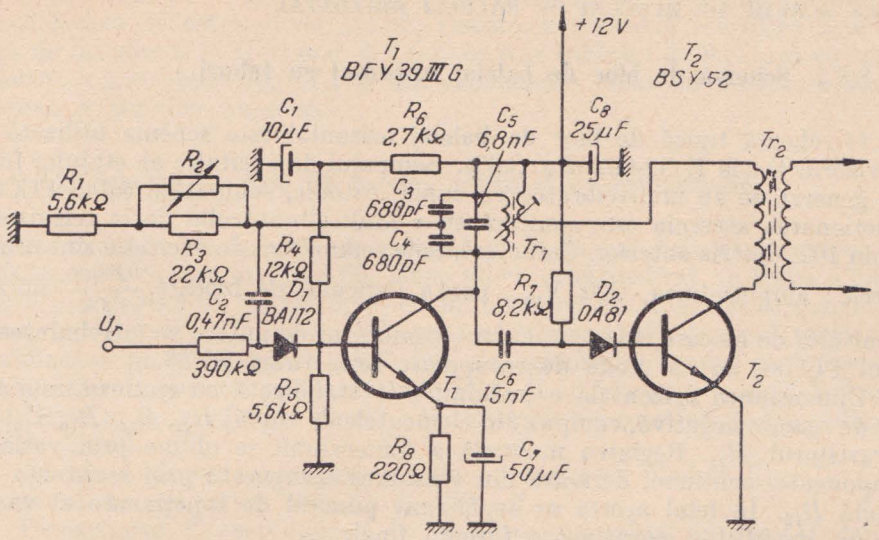


Fig. 8.64. Schema oscilatorului de baleiaj pe orizontală din televizorul Graetz—Lady 911.

Pentru controlul frecvenței se utilizează un circuit de reactanță compus din tranzistorul cu siliciu BFY39 III (T_1) și dioda capacitivă BA112 (D_1). Acest circuit de reactanță se prezintă ca o capacitate pentru circuitul oscilant. Defazarea tensiunii de bază față de tensiunea de colector se realizează cu ajutorul a două celule defazoare RC. Prima celulă este compusă din grupul de rezistențe $R_1R_2R_3$ și condensatoarele C_3 și C_4. Variația curentului de colector al tranzistorului T_1, în funcție de temperatură, este compensată de variația defazării provocată de modificarea rezistenței tranzistorului R_3. Se obține astfel o bună stabilitate cu temperatura reactanței tranzistorului T_1, implicit o stabilitate bună a frecvenței de oscilație.

A doua celulă defazoare este compusă din condensatorul C_2, rezistența R_5 și dioda D_1. Catodul diodei D_1 fiind polarizat la un potențial pozitiv față de anod, dioda este blocată și este echivalentă cu un condensator de capacitate variabilă, în funcție de tensiunea de reglaj U_r. Rezistența echivalentă a diodei D_1 are o valoare ridicată și practic dioda D_1 separă, din punctul de vedere al curentului continuu, comparatorul de fază ce debitează tensiunea U_r de circuitul de bază al tranzistorului T_1. Prin variația tensiunii de polarizare U_r se variază capacitatea echivalentă a diodei D_1, deci și reactanța grupului RCR_5D_1. Are loc o modificare a fazei tensiunii de bază, implicit a fazei curentului de colector față de tensiunea de colector, deci, rezultă o variație a reactanței echivalente de colector.

8.8. SCHEME DE BLOCURI DE BALEIAJ ORIZONTAL

8.8.1. Schemă de bloc de baleiaj orizontal cu tuburi

O schemă tipică de bloc de baleiaj orizontal este schema utilizată la televizorul Dacia E 59-662 (fig. 8.65). Semnalul de excitație al etajului final este generat de un multivibrator cu cuplaj catodic, echipat cu tubul ECC82. Funcționarea acestuia este similară cu a multivibratorului de la televizorul Rubin 102, descris anterior. Caracteristicile semnalului de excitație sînt următoarele: amplitudinea, 200 V_{vv}; panta flancului de blocare, $\frac{0{,}85\mu s}{100V}$; durata impulsului de blocare, 14,5 μs. Ca tub comutator de putere se întrebuințează tubul PL500, iar ca diodă de recuperare serie tubul PY88.

Dimensiunea orizontală a imaginii este stabilizată cu ajutorul unui circuit de reacție negativă, compus din elementele de cuplaj R_{12}, R_{14}, R_{15}, C_6, C_7 și varistorul R_{11}. Reglarea manuală a dimensiunii se obține prin variația componentei continue, derivată din tensiunea recuperată prin rezistența reglabilă R_{12}. În felul acesta se deplasează punctul de funcționare al varistorului, modificînd negativarea tubului final.

Bobina de deflexie este alimentată simetric de la înfășurările de joasă impedanță *FG* și *HI* ale autotransformatorului final de linii. Pentru compensarea erorilor de liniaritate, se introduce o bobină de corecție L_c, în serie cu bobina de deflexie, iar pentru corecția în S, se introduce, în serie, condensatorul C_{10}. Din autotransformatorul final se obțin de asemenea impulsuri

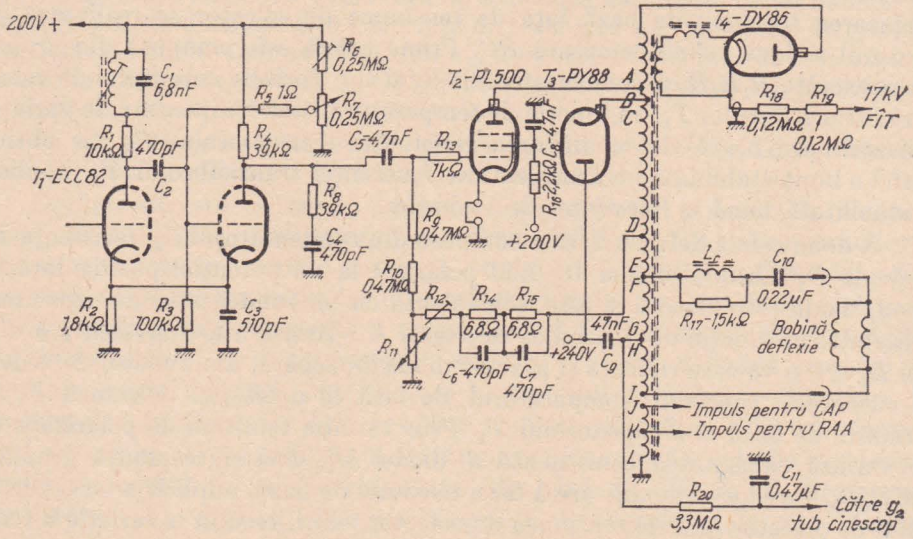


Fig. 8.65. Schema unui bloc de baleiaj orizontal echipat cu tuburi.

Arhiva digitala SaDAng

pentru circuitele de : CAP, RAA, și pentru redresorul FIT. Impulsurile de FIT se redresează de către dioda DY86. Tensiunea continuă redresată este filtrată de un circuit în Π format din capacitatea cablului de legătură cu tubul cinescop, rezistențele R_{18}, R_{19} și din capacitatea anodului de foarte înaltă tensiune a tubului cinescop.

8.8.2. Schemă de bloc de baleiaj orizontal cu tranzistoare

Un exemplu de schemă de generator de baleiaj orizontal echipat cu tranzistoare este dat în fig. 8.66. Generatorul este realizat de firma Philips pentru a fi folosit în televizoarele cu un cinescop cu ecran cu diagonală de 59 cm (A 59-11W). El este utilizat în televizoarele de diverse tipuri care funcționează pe standardul cu 625 linii de explorare. Timpul de întoarcere este considerat, conform celor arătate în § 8.1, de 19,5% din perioadă. Bobinele de deflexie au o inductanță de 92 μH. Energia necesară asigurării deflexiei este de 2 mJ.

Schema folosește o recuperare serie — paralel cu diodele D_3 și D_2. Condensatorul de recuperare este C_6 de 100 μF.

Tranzistorul T_1 este folosit ca oscilator sinusoidal în montaj de tip Hartley. Bobina sa are o inductanță de circa 10 mH. În paralel se cuplează elementul comandat, de reactanță variabilă. Oscilatorul este puțin sensibil la interferențe și are o bună stabilitate. Frecvența proprie de lucru depinde de elementele L, C_1 și C_2. Rezistența R_1 asigură polarizarea bazei, iar rezistența R_2 limitează curentul maxim de colector și deci amplitudinea semnalului la ieșire. Oscilatorul lucrează în clasă C. El are cuplajul astfel aranjat încît să poată livra la ieșire impulsuri. Acestea sînt extrase din emitorul tranzistorului T_1. Cuplajul de la emitorul lui T_1 la baza lui T_2 este convenabil din cauza ieșirii de impedanță redusă a tranzistorului T_1. Inductanța $L_1 = 1$ mH este introdusă pentru a mări viteza de comutare a tranzistorului T_2. Condensatorul C_3 asigură cuplajul.

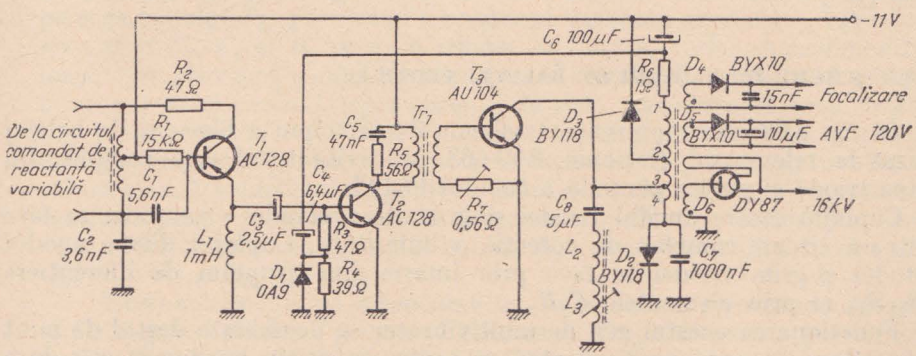


Fig. 8.66. Schema unui bloc de baleiaj orizontal echipat cu tranzistoare.

Tranzistorul T_2, care asigură excitația etajului final, lucrează cu emitorul comun, în contratimp cu etajul final. Cînd tranzistorul T_2 conduce, în baza tranzistorului final T_3 ajunge un impuls pozitiv care-l blochează. Cînd tranzistorul de excitație este blocat, cel final este făcut să conducă pe baza energiei acumulate în inductanța primarului (2 mH) transformatorului de cuplaj Tr_1, care are un raport de transformare coborîtor egal cu 3. Acest mod de lucru a fost ales deoarece permite obținerea unei impedanțe joase în circuitul de bază al etajului final cînd acesta este blocat.

Pentru a înlătura apariția unor tensiuni de vîrf de valoare mare pe colectorul tranzistorului de excitație se conectează în paralel pe primarul transformatorului Tr_1 grupul R_5C_5.

Tranzistorul final este de tip AU104. Condensatorul C_8 asigură corecția în S, iar bobina L_3 corecția distorsiunilor nesimetrice. C_7 este condensatorul de acord pentru oscilațiile de pe cursa inversă. În baza sa este montată rezistența ajustabilă R_7 cu care se reglează saturația.

La ieșire este cuplat un transformator Tr_2 al cărui primar este folosit pentru recuperarea serie. Între punctele *3—4* este spira care asigură menținerea tensiunii constante la bornele bobinelor pe timpul cursei directe (v. § 8.3.2).

Elementele D_1, R_3, R_4, R_6 și C_4 fac parte dintr-o rețea care asigură protecție tranzistoarelor în ipoteza descărcărilor accidentale din tubul cinescop. Rezistența R_6 limitează curentul de vîrf de colector al tranzistorului final. Impulsul de tensiune ce poate apărea în aceste condiții pe condensatorul de recuperare este adus pe baza tranzistorului de excitație, prevenind posibilitatea apariției simultane a unui curent mare și a unei tensiuni mari în colectorul etajului final.

În secundarul transformatorului Tr_2 sînt bobinajele corespunzătoare obținerii tensiunii de 16 kV pentru electrodul de accelerare al cinescopului (rezistența internă a redresorului 4,6 MΩ), pentru tensiunea necesară electrodului de focalizare și pentru tensiunea de alimentare a tranzistorului din amplificatorul final de videofrecvență cu 120 V. (rez. internă a redresorului ≈250 Ω).

8.9. SCHEME DE BLOCURI DE BALEIAJ VERTICAL

În fig. 8.67 este reprezentată schema de principiu a blocului de baleiaj utilizat la televizorul Național E59-663. Multivibratorul este compus din partea triodă și partea pentodă a tubului PCL85.

Cuplajul dintre anodul triodei și grila de comandă a pentodei se face printr-un circuit complex de corecție a liniarității. Cuplajul dintre anodul pentodei și grila triodei se face prin intermediul grupului de diferențiere $C_8R_{11}R_{12}$ și prin elementele C_3R_3.

Funcționarea acestui gen de multivibrator se deosebește destul de mult de funcționarea unui multivibrator cu cuplaj capacitiv anod-grilă sau de a unui multivibrator cu cuplaj catodic. În primul rînd, numai partea triodă

Arhiva digitala SaDAng

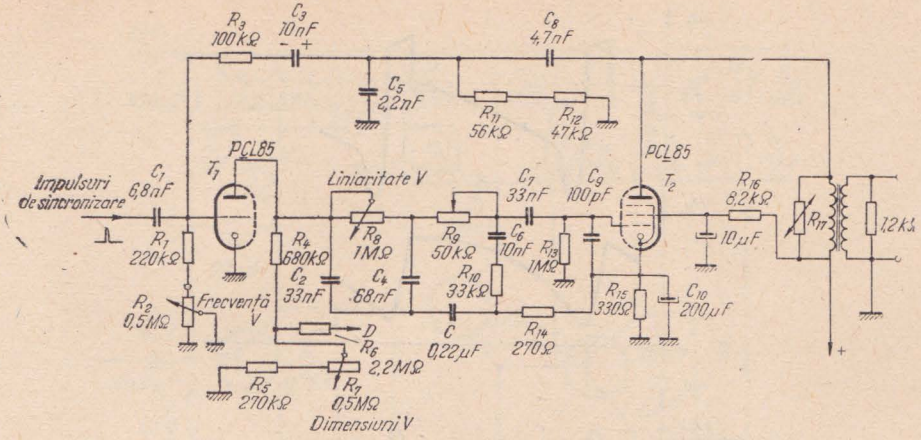


Fig. 8.67. Schema generatorului de baleiaj vertical din televizorul Național E59-663.

funcționează în regim de blocare-deblocare; partea pentodă funcționează doar ca un amplificator care asigură inversarea fazei tensiunii anodice a triodei. Această tensiune se aplică apoi la intrarea triodei și face posibilă apariția unor oscilații de relaxare. În al doilea rînd, constanta de timp a circuitului de cuplaj dintre anodul triodei și grila pentodei este foarte mare. Acest circuit are un rol de cuplare și de corecție a liniarității, neintervenind în procesele de basculare.

Pentru a analiza funcționarea schemei, presupunem condensatorul C_3 încărcat la o tensiune negativă mai mare decît tensiunea de blocare a tubului. Ulterior vom analiza cauzele apariției acestei tensiuni. Tubul T_1 fiind blocat, condensatorul C_3 se va descărca prin rezistențele R_1 și R_3 pînă la tensiunea U_{gb} de blocare a tubului T_1 (fig. 8.68, *a*).

În acest moment (t_1) apare curentul anodic i_{a1} și tensiunea anodică se micșorează. Variația negativă a tensiunii anodice a tubului T_1 se transmite pe grila tubului T_2, provocînd o creștere a tensiunii anodice u_{a2} care se transmite prin C_8, C_3 și R_3 pe grila triodei. Ia naștere astfel un fenomen în avalanșă care provoacă conducția puternică a tubului T_1 (grila triodei fiind pusă la un potențial pozitiv), apar curenții de grilă, care încarcă condensatorul C_3 la o tensiune negativă. Tubul T_1 conducînd, tensiunea anodică se micșorează, deci și tensiunea u_{g2}. Saltul negativ al tensiunii de grilă u_{g2} provoacă o micșorare bruscă a curentului anodic al tubului T_2. Ia naștere o supracreștere de tensiune pozitivă ce reprezintă alternanța pozitivă a oscilațiilor libere ale circuitului oscilant compus din bobina L_1, și reactanța capacitivă a grupului C_5, C_8, R_{11}, R_{12}.

Alternanța negativă a tensiunii u_{a2} se transmite prin condensatoarele C_8 și C_3 la grila tubului T_1, care se blochează. După dispariția porțiunii oscilatorii a tensiunii u_{a2}, condensatorul C_3 se va descărca exponențial pe rezistențele R_1R_2 și procesul descris se va repeta periodic.

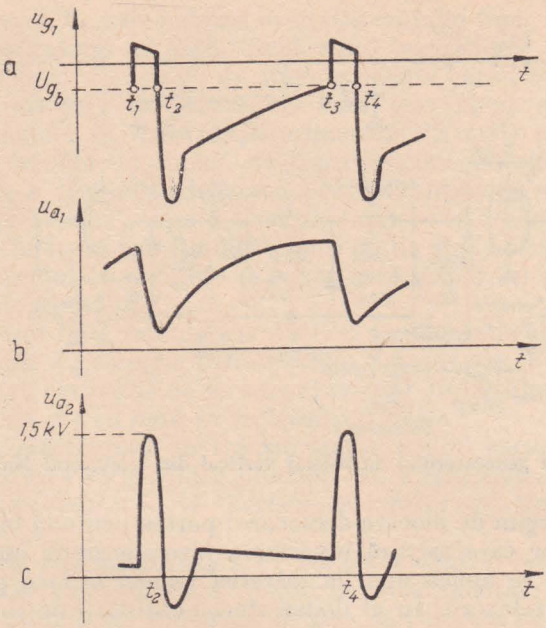


Fig. 8.68. Diagramele de tensiune ale schemei din fig. 8.67.

Pe principiul multivibratorului de cadre descris mai sus s-au elaborat scheme tranzistorizate, care au avantaje tehnice-economice față de generatoarele cu oscilator autoblocat. În fig. 8.69 este reprezentată o schemă de generator cadre cu trei tranzistoare cu germaniu.

Tranzistorul T_1 lucrează în regim de comutație, fiind blocat în timpul cursei directe și deblocat în timpul întoarcerii. Condensatorul C_3 se descarcă prin tranzistorul T_1 în timpul întoarcerii și se încarcă prin rezistențele R_6 și R_7 în timpul cursei directe, tensiunea de la bornele lui luînd astfel forma unor dinți de ferăstrău. Amplitudinea impulsurilor obținute pe colector poate fi reglată cu rezistența reglabilă R_7. Tranzistorul T_2, montat ca repetor pe emitor, realizează adaptarea rezistenței ridicate a circuitului de colector al tranzistorului T_1 cu rezistența $r_{bb'}$ mică a tranzistorului de putere final AD163.

Reacția pozitivă de la colectorul tranzistorului T_3 pînă la baza tranzistorului T_1 se realizează cu un circuit complex de cuplaj $C_6\ R_{10}\ C_5\ R_9\ C_4\ R_8 C_2$, care acționează ca un filtru trece sus, liniarizînd tensiunea de colector a tranzistorului T_3 pe porțiunea în dinți de ferăstrău. În timpul cursei inverse, tranzistorul T_1 fiind în stare de conducție și tensiunea de colector a tranzistorului T_3 fiind negativă și foarte mare ca amplitudine (fig. 8.70, *b*), condensatorul C_2 se încarcă prin curentul de bază al tranzistorului T_1 la un potențial pozitiv în raport cu baza (fig. 8.70, *a*). După blocarea tranzistorului T_1, condensa-

Arhiva digitala SaDAng

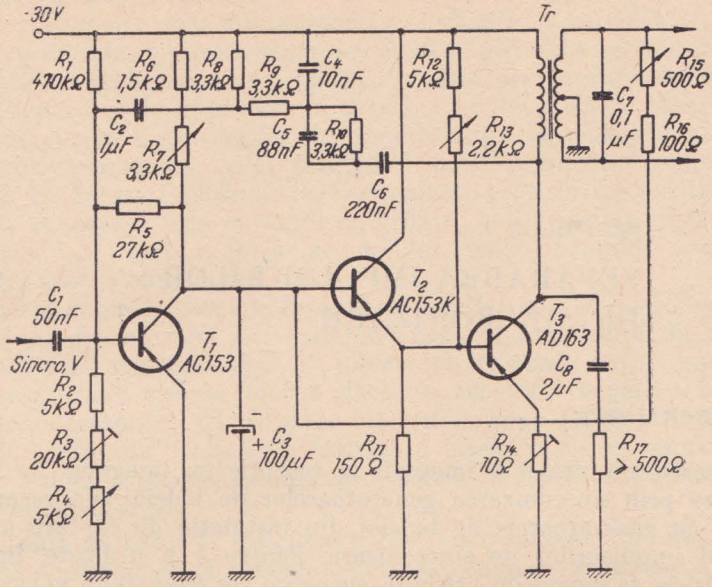


Fig. 8.69. Schemă practică de bloc de baleiaj vertical tranzistorizat cu multivibrator.

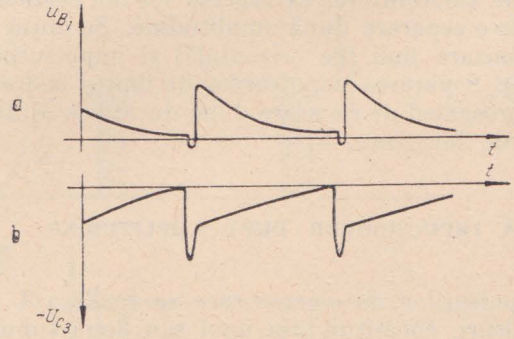


Fig. 8.70. Diagramele de tensiune ale schemei din fig. 8.69.

torul C_2 se va descărca prin rezistențele R_2, R_3 și R_4. Constanta de timp $C_2 (R_2 + R_3 + R_4)$ determină durata de blocare a tranzistorului T_2 și implicit frecvența de oscilație. Durata cursei inverse este determinată de caracteristica de frecvență a circuitului din colectorul tranzistorului T_3 : inductanța L_1, rezistența R_{17} și condensatorul C_8. Micșorarea rezistenței R_{17} conduce la o curbă de lucru $I_E U_c$ favorabilă, însă mărește sensibil timpul de blocare a tranzistorului T_1, deci timpul cursei inverse.

CAPITOLUL 9

SEPARAREA IMPULSURILOR DE SINCRONIZARE

9.1. GENERALITĂȚI

Explorarea simultană a imaginii la recepție cu imaginea de la emisie se realizează prin sincronizarea generatoarelor de baleiaj din receptorul de televiziune cu generatoarele de baleiaj din instalația de captare a imaginii cu ajutorul impulsurilor de sincronizare. Pentru a fi utilizate, impulsurile de sincronizare se separă de celelalte elemente ale semnalului video complex, care ar provoca perturbații în procesul de sincronizare, în funcție de conținutul semnalului de videofrecvență. Datorită amplitudinii mai mari pe care o au impulsurile de sincronizare, extragerea lor din semnalul video complex se poate face printr-o separare după amplitudine. Se obțin în acest mod impulsurile de sincronizare linii (pe orizontală) și impulsurile de sincronizare cadre (pe verticală). Separarea impulsurilor de linii și cadre (unele de altele) se realizează prin procedeul de separare după durată cu ajutorul unor circuite de diferențiere și de integrare.

9.2. SEPARAREA IMPULSURILOR DUPĂ AMPLITUDINE

Separarea impulsurilor de sincronizare se realizează cu ajutorul unui separator de impulsuri, constituit din unul sau două tuburi electronice sau tranzistoare și din elemente de cuplaj *RC*. De buna funcționare a selectorului de impulsuri depinde obținerea unei imagini stabile și fără deformări. În acest scop selectorul de impulsuri trebuie să satisfacă următoarele condiții:

— amplitudinea și faza impulsurilor selectate să fie constantă și independentă în linii largi de amplitudinea semnalului video complex și de distorsiunile neliniare de amplitudine și de fază ale semnalului TV, care iau naștere în lanțul de emisie-recepție;

— amplitudinea și faza impulsurilor de ieșire să nu depindă de perturbații;

— tensiunea la ieșire să nu conțină resturi ale semnalului video.

Arhiva digitala SaDAng

Pentru satisfacerea cerințelor de mai sus se impun condiții deosebite tuburilor electronice sau tranzistoarelor utilizate și circuitului de cuplaj.

În selectoarele cu tuburi, separarea după amplitudine se realizează datorită caracteristicii neliniare $i_a - u_g$. În fig. 9.1 este prezentată o schemă simplificată de separator de impulsuri cu triodă, caracteristica de separare $i_a - u_g$ și forma curenților și tensiunilor din schemă. Semnalul video complex de polaritate pozitivă se aplică grilei tubului T prin intermediul grupului de cuplaj C_1R_1. Pe durata impulsului de sincronizare grila devine pozitivă, condensatorul C_1 se încarcă prin curentul de grilă i_g, la o tensiune negativă egală, aproximativ, cu amplitudinea semnalului video complex (constanta de timp C_1R_g are valoare mică).

Curentul de grilă i_g este la început mai mare, apoi se micșorează datorită încărcării condensatorului C_1, astfel că palierul impulsului de sincronizare capătă o formă exponențială. În intervalul de timp dintre impulsurile de sincronizare tubul rămîne blocat datorită tensiunii negative existente la bornele condensatorului C_1. În acest interval de timp condensatorul C_1 se descarcă prin rezistența R_1 și prin rezistența internă a sursei semnalului video-complex. Valoarea rezistenței interne a sursei este practic neglijabilă față de valoarea rezistenței R_1.

Constanta de timp de descărcare R_1C_1 este suficient de mare pentru ca micșorarea tensiunii de la bornele condensatorului C_1 să fie neglijabilă. Prin acest procedeu, atît impulsurile de grilă de amplitudine mare *1*, cît și impulsu-

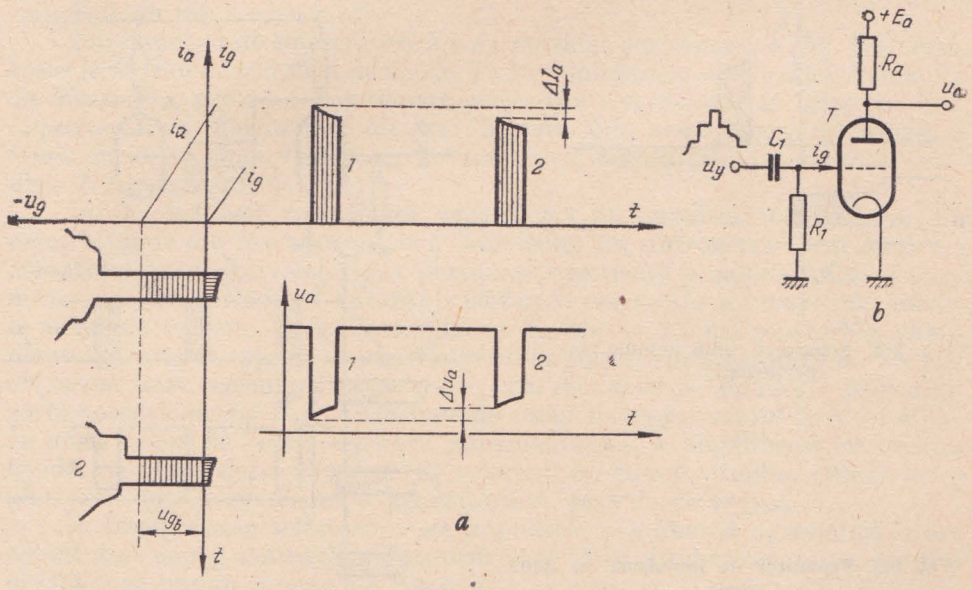


Fig. 9.1. Separator de impulsuri cu triodă.
a — caracteristica de separare; *b* — schema de principiu.

rile de grilă de amplitudine redusă *2* (fig. 9.1, *b*), se axează pe valoarea de zero a tensiunii de grilă, astfel încît încărcarea condensatorului C_1, pe timpul cînd grila devine pozitivă, să compenseze descărcarea prin rezistența R_1, cînd grila este negativă. Tubul conducînd în timpul impulsurilor de sincronizare și fiind blocat între ele, are loc o separare a impulsurilor de sincronizare prin anularea curentului anodic i_a (nivelul *a*) și o limitare a palierului prin curenți de grilă.

Separatorul cu triodă are dezavantajul că, la amplitudini diferite ale semnalului de intrare (*1* și *2*) rezultă tensiuni de sincronizare cu o mică diferență de amplitudine (ΔU_a). Alt dezavantaj important este transmiterea, fără o limitare suficientă, a perturbațiilor suprapuse peste semnalul de sincronizare (fig. 9.2).

Aceste dezavantaje pot fi micșorate prin fixarea unei tensiuni de alimentare E_a reduse și înlăturate prin utilizarea unui selector de impulsuri cu două triode sau prin utilizarea unui tub cu cinci sau mai mulți electrozi, care are o caracteristică de separare $i_a - u_g$ cu două coturi, unul inferior *a* și altul superior *b* (fig. 9.5, *b*).

În fig. 9.3 este reprezentat un separator de impulsuri cu două triode. Prima triodă lucrează în regimul de separare ilustrat de fig. 9.1, *b*. Pe grila tubului T_2 se aplică, prin grupul C_2R_3, impulsurile de sincronizare separate cu polaritate negativă u_{a1}. Impulsurile se axează pe nivelul de zero al tensiunii u_{g2} și are loc a doua separare. Cu această ocazie se elimină variațiile de

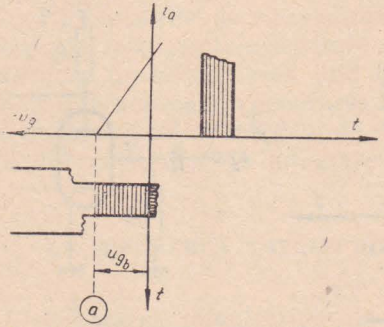


Fig. 9.2. Separarea unui semnal cu perturbații.

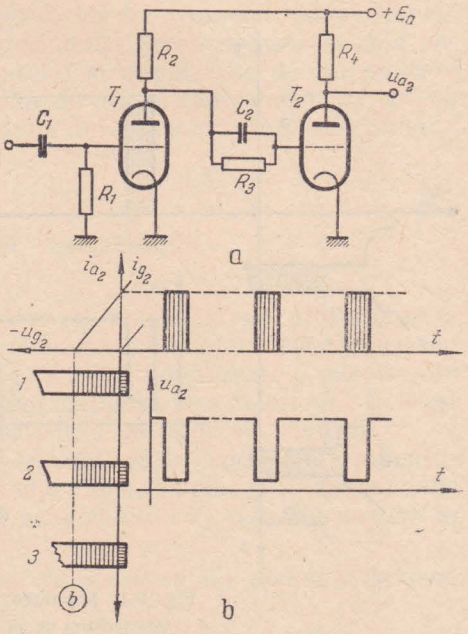


Fig. 9.3. Separator de impulsuri cu două triode :
a — schema de principiu; *b* — caracteristica de separare a tubului T_2.

Arhiva digitala SaDAng

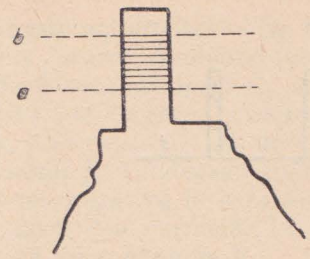


Fig. 9.4. Nivelele de separare ale impulsului de sincronizare.

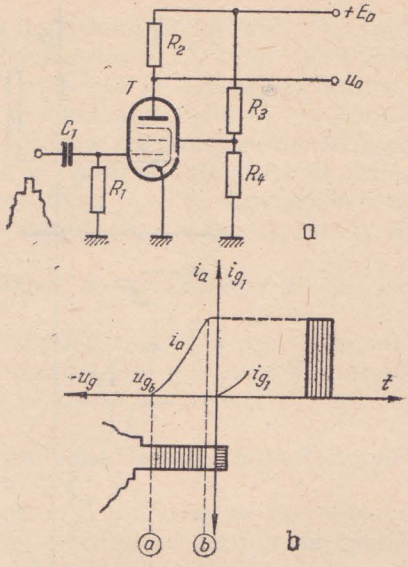


Fig. 9.5. Selectorul de impulsuri cu pentodă. — schema de principiu; *b* — caracteristica de separare.

amplitudine ale impulsurilor u_{a1} (*1* și *2*) sau perturbațiile suprapuse peste impulsul de sincronizare (*3*).

Din impulsul de sincronizare s-a extras doar porțiunea *a b* (fig. 9.4), limitarea la nivelul *a* fiind dată de trioda T_1, iar limitarea la nivelul *b* de trioda T_2. Se urmărește, pentru o funcționare perfectă a sincronizării în orice condiții, obținerea unei porțiuni *ab* cît mai înguste. Din acest motiv se utilizează triode cu o tensiune de blocare cît mai mică, alimentate la o tensiune anodică E_a relativ mică.

În fig. 9.5 este reprezentat separatorul de impulsuri cu pentodă. În cotul inferior are loc o separare a impulsului de sincronizare prin anularea curentului anodic (nivelul *a*). În porțiunea superioară a impulsului de sincronizare are loc o limitare datorită menținerii constante a curentului anodic la creșterea tensiunii de grilă (nivelul *b*). Se obține o bună separare și eliminarea zgomotelor suprapuse peste palierul impulsului de sincronizare. Pentru obținerea unei tensiuni de blocare U_{gb} cît mai mici se stabilește prin divizorul potențiometric R_3R_4 o tensiune de ecran de aproximativ 20 V — 40 V. În unele cazuri se face o separare suplimentară și o amplificare cu un tub triodă. Se obțin astfel impulsuri de sincronizare cu amplitudine relativ mare pe o rezistență echivalentă a generatorului de valoare redusă.

În funcționarea selectorului de impulsuri, o influență apreciabilă o are circuitul de cuplaj dintre amplificatorul final video și tubul separator. Acestui circuit i se impun o serie de condiții:

— să transmită fidel, atît impulsurile de sincronizare linii (de durată redusă), cît și impulsul de sincronizare cadre, de durată mare;

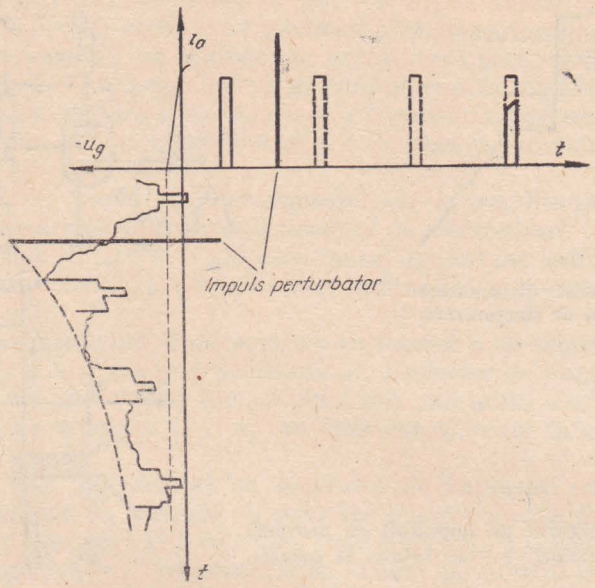


Fig. 9.6. „Eliminarea" impulsurilor de sincronizare linii de către un impuls perturbator.

— în intervalul dintre impulsuri tensiunea negativă de grilă să varieze cît mai puțin;

— perturbațiile puternice suprapuse peste semnalul video complex să nu perturbe funcționarea separatorului;

— să poată urmări perturbațiile de joasă frecvență suprapuse peste semnalul util.

Condițiile impuse valorii constantei de timp R_1C_1 sînt contradictorii. Unele condiții impun o constantă R_1C_1 mică, iar altele impun o constantă mare; de aceea, se realizează un compromis.

Dezavantajul esențial al circuitului simplu de cuplaj R_1C_1 este funcționarea defectuoasă în cazul apariției unor perturbații de mare amplitudine. În fig. 9.6 este ilustrată funcționarea în aceste condiții a separatorului. Impulsul perturbator, cu o amplitudine mai mare decît impulsul de sincronizare, provoacă încărcarea condensatorului C_1 la o tensiune negativă mare, care menține tubul T_1 (v. fig. 9.1 și 9.5) blocat pe o durată de cîteva linii, pînă cînd condensatorul C_1, descărcîndu-se pe rezistența R_1, tensiunea negativă ajunge la valoarea normală. După cum se observă din figură, cele două impulsuri de sincronizare care urmează după impulsul perturbator nu mai sînt transferate la ieșire. Eliminarea impulsurilor de sincronizare poate provoca ieșirea din sincronism a televizorului.

Perturbarea funcționării separatorului este mult micșorată în schemele care utilizează circuite de cuplaj cu două constante de timp. Un astfel de

Arhiva digitala SaDAng

circuit este reprezentat în fig. 9.7. La apariția impulsului perturbator, curentul de grilă încarcă condensatoarele C_1 și C_2. Condensatorul C_2 fiind mult mai mic decît condensatorul C_1, se încarcă rapid, astfel că pe măsură ce condensatorul C_2 se încarcă, curentul de încărcare al condensatorului C_1 va circula numai prin rezistența R_2 de valoare ridicată. Prin acest procedeu de divizare a tensiunii pe condensatoarele C_1 și C_2, prin micșorarea curentului de grilă, tensiunea negativă la care se încarcă condensatorul C_1 este doar puțin mai mare decît cea normală. În pauzele dintre impulsuri, condensatorul C_2 se descarcă pe rezistența R_2.

Constanta de timp R_1C_1 se alege, de obicei, de aproximativ 20 μs, iar constanta de timp R_2C_2 — de 400—700 μs.

Circuitele de cuplaj cu două constante de timp asigură o protecție suficientă la perturbații numai în cazul unor impulsuri perturbatoare de durată redusă, astfel încît condensatorul C_1 să nu se poată încărca la o tensiune negativă prea mare.

O schemă foarte eficace, care asigură protecția la perturbații de amplitudine și durată mare, este reprezentată în fig. 9.8.

Semnalul video complex de polaritate pozitivă, din care se vor extrage impulsurile de sincronizare, se aplică, prin intermediul circuitului de cuplaj C_1,R_1, C_2R_2 pe grila *3* a tubului heptodă *T*. Pe grila întîi se aplică un semnal video complex de polaritate negativă, luat, de obicei, după detectorul video. Tot pe grila întîi se aduce prin rezistența R_6 o tensiune pozitivă de o asemenea valoare, încît tensiunea de grilă u_{g_1} să fie pozitivă chiar și în timpul palierului impulsurilor de sincronizare de polaritate negativă. Curentul catodic al heptodei poate fi controlat, atît de tensiunea aplicată pe grila *3*, cît și de tensiunea aplicată pe grila *1*. Atît timp cît nu apar impulsuri parazite de amplitudine mare, curentul anodic nu este afectat de variațiile tensiunii pozitive a grilei *1*. Heptoda va funcționa într-un regim normal de separare. Apariția impulsurilor parazite de amplitudine negativă pe grila *1* blochează curentul catodic (fig. 9.9), așa că impulsurile perturbatoare de pola-

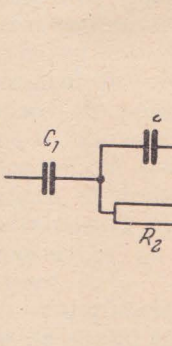


Fig. 9.7. Circuit de cuplaj cu două constante de timp.

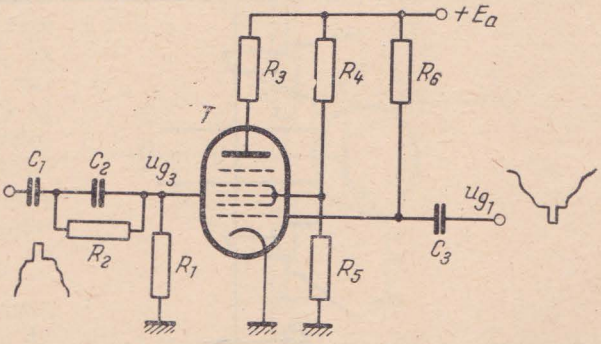


Fig. 9.8. Schema de principiu a unui separator, cu blocarea impulsurilor perturbatoare.

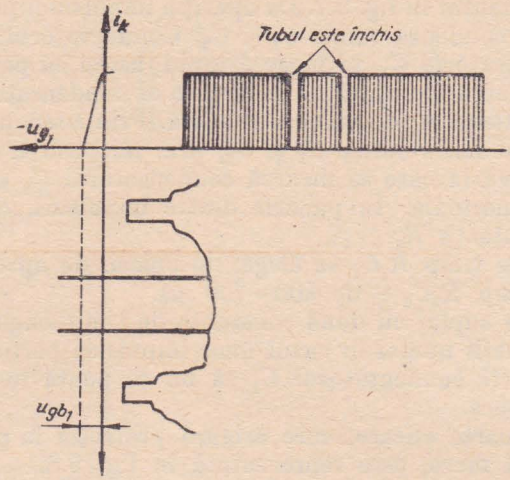


Fig. 9.9. Caracteristica de blocare la perturbații a schemei din fig. 9.8.

ritate pozitivă care apar pe grila *3* nu mai provoacă curenți de grilă; deci, condensatoarele C_1 și C_2 nu se mai încarcă la o tensiune negativă mare care ar provoca blocarea separatorului pe o durată de mai multe linii. Impulsul perturbator pozitiv nu se va transmite în circuitul anodic, deoarece tubul este blocat de grila *1* (fig. 9.10).

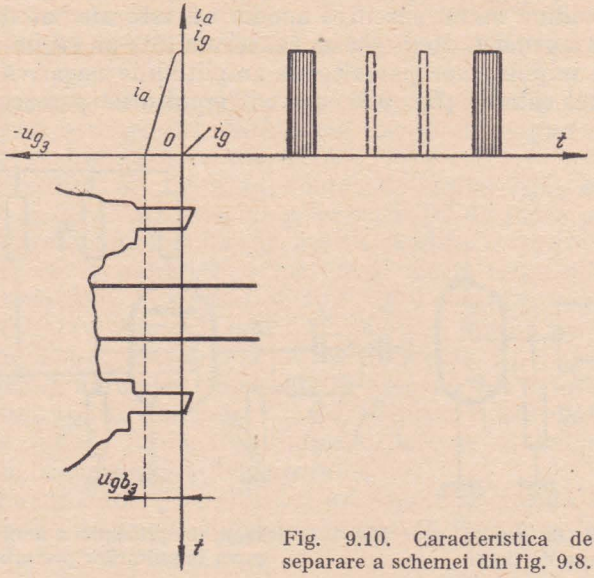


Fig. 9.10. Caracteristica de separare a schemei din fig. 9.8.

Arhiva digitala SaDAng

Pe principiul eliminării perturbațiilor, prin atacarea tubului separator cu impulsuri în antifază, sînt construite scheme cu triode sau cu pentode. De asemenea, se întîlnesc scheme la care obținerea impulsurilor de blocare se face selectiv din semnalul de F.I.

9.3. PARTICULARITĂȚI ALE SCHEMELOR CU TRANZISTOARE

Modul de funcționare a separatoarelor cu tranzistoare este asemănător cu cel al schemelor cu tuburi electronice. Apar însă o serie de particularități, legate de impedanța de intrare mică a tranzistoarelor și de faptul că tranzistorul nu se blochează brusc la aplicarea unei tensiuni corespunzătoare la intrare.

Tranzistoarele utilizate în selectoarele de impulsuri de sincronizare trebuie să îndeplinească următoarele condiții:

— frecvența de tăiere f_T să fie mare, cel puțin egală cu 2 MHz;
— să aibă o caracteristică de comutație abruptă;
— tensiunea de saturație să fie mică;
— curentul de saturație să fie cît mai mic;
— să aibă o bună stabilitate termică.

Tranzistoarele cu siliciu care au, în general, o amplificare de curent mare, și frecvența de tăiere mult mai mare decît 2 MHz, sînt utilizate aproape în exclusivitate.

Tranzistorul separator poate fi montat în conexiune BC sau EC. Se preferă conexiunea EC, deoarece permite obținerea unor impulsuri separate cu o amplitudine mai mare. Tensiunea de atac a separatorului are o polaritate pozitivă, în cazul utilizării unui tranzistor tip *npn* și o polaritate negativă, în cazul unui tranzistor *pnp*.

În fig. 9.11 este prezentată schema unui separator de impulsuri cu un tranzistor tip *pnp* lucrînd în conexiune EC. Semnalul video complex de polaritate negativă provoacă apariția unui curent de bază care încarcă condensatoarele C_1 și C_2. Între impulsurile de sincronizare tranzistorul este blocat de această tensiune cu polaritate pozitivă. Polarizarea bazei tranzistorului se face și prin divizorul potențiometric R_3R_1. În circuitul de colector se obțin impulsuri de polaritate pozitivă ce pot fi utilizate pentru sincronizare sau ca semnale de excitație pentru al doilea tranzistor care funcționează ca limitator suplimentar și ca amplificator de putere.

Valorile elementelor circuitelor de cuplaj sînt diferite față de cele întîlnite la separatoarele cu

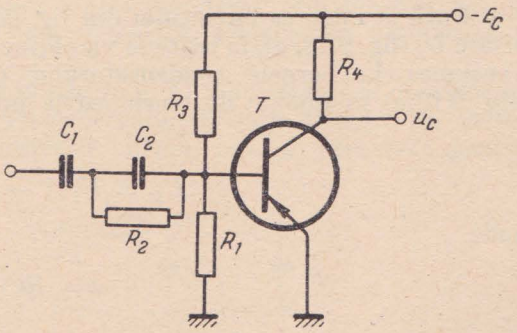


Fig. 9.11. Schema de principiu a separatorului cu un tranzistor.

tuburi. Impedanța de intrare a tranzistoarelor fiind relativ redusă, condensatoarele C_1 și C_2 au valori mari. Rezistențele R_1 și R_2 au valori reduse în mod proporțional.

9.4. SEPARAREA DUPĂ DURATĂ A IMPULSURILOR DE SINCRONIZARE

Cu ajutorul separatorului de impulsuri se extrag impulsurile de sincronizare din semnalul video complex. Semnalul de sincronizare separat după amplitudine nu se poate utiliza în această formă pentru sincronizarea generatoarelor de linii și cadre, deoarece sincronizarea pe linii ar fi perturbată de impulsurile de sincronizare cadre, iar sincronizarea pe cadre nu ar fi posibilă cu un astfel de semnal. Datorită duratei diferite pe care o au impulsurile de cadre și linii se poate face o separare cu ajutorul unor circuite de integrare și diferențiere.

Formarea impulsurilor de sincronizare cadre se realizează cu ajutorul unor circuite de integrare. De altfel, aceste circuite îndeplinesc și următoarele funcții:

— eliminarea impulsurilor de sincronizare linii;

— atenuarea perturbațiilor suprapuse peste semnalul util;

— eliminarea influențării oscilatorului de linii de către impulsurile generate de oscilatorul de cadre.

Selectarea impulsurilor de linii se realizează cu circuite de diferențiere, care transformă, atît impulsurile înguste de sincronizare linii, cît și impulsurile late de sincronizare cadre în impulsuri de aceeași formă.

9.4.1. Separarea impulsurilor de sincronizare cadre

Circuitele de integrare utilizate în receptoarele de televiziune sînt constituite, în majoritatea cazurilor, din una sau mai multe celule RC de integrare, conectate în serie.

Dacă la intrarea circuitului din fig. 9.12, *a* se aplică semnalul de sincronizare U_i (fig. 9.13, *a*), la ieșire se va obține un impuls cu forma din fig. 9.13, *b*. Tensiunea la bornele condensatorului C, în perioada de încărcare t_1 (fig. 9.13,*a*) în funcție de tensiunea la intrare, este dată der elația:

$$U_{ie} = U_i\left(1 - e^{-\frac{t}{\tau}}\right), \tag{9.1}$$

unde

$$\tau = RC. \tag{9.2}$$

Constanta de timp RC fiind mult mai mare decît durata t_1 a impulsului de sincronizare linii, condensatorul C se încarcă lent prin rezistența R

Arhiva digitala SaDAng

și impulsul provoacă doar o mică creștere a tensiunii la ieșire. Aceeași concluzie se poate trage și din relația (9.1).

Deoarece

$$RC \gg t_1,$$

rezultă

$$1 - \frac{t_1}{RC} \approx 1,$$

deci

$$U_{ie_1} \approx 0.$$

Impulsurile de preegalizare cu durata pe jumătate dau naștere la o tensiune și mai mică. În intervalul de timp mare dintre impulsurile de sincronizare, sau de preegalizare, condensatorul C se descarcă complet. Impulsul de sincronizare cadre, avînd o durată mare, condensatorul C are timp să se încarce prin rezistența R. În intervalul de timp mic, dintre crestături, tensiunea va scădea foarte puțin, menținîndu-se caracterul crescător. După apariția ultimului impuls de sincronizare cadre, tensiunea U_{ie_1} va scădea din nou, impulsurile înguste de postegalizare nereușind să mențină încărcat condensatorul C.

Impulsul de sincronizare integrat $U_{ie_1 1}$ (fig. 9.13,*b*) prezintă o serie de neuniformități, care pot provoca o declanșare imprecisă a oscilatorului de cadre. Neuniformitățile pot fi atenuate prin mărirea constantei de timp RC, însă se micșorează și amplitudinea impulsului util. Prin utilizarea unui circuit cu două celule de integrare, ca cel din fig. 9.12, *b*, se obține o bună filtrare a impulsului, la o amplitudine acceptabilă.

Circuitul de integrare împiedică, de asemenea, declanșarea oscilatorului de cadre de către impulsuri de scurtă durată. O influență oarecare pot avea numai impulsurile perturbatoare care sosesc cu puțin timp înaintea impulsurilor de sincronizare cadre. Influența lor se manifestă prin mărirea amplitudinii impulsului integrat, fapt care provoacă declanșarea prematură a unui semicadru.

Uneori se utilizează circuite de integrare în care încărcarea și descărcarea condensatorului integrator se fac cu constante de timp diferite. Se obține un impuls integrat cu un front posterior abrupt, care se utilizează pentru

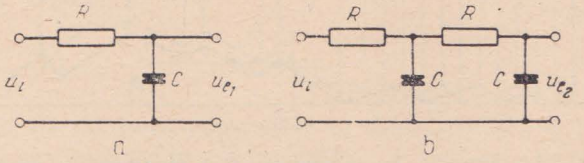


Fig. 9.12. Circuite integratoare:
a — cu o celulă RC; *b* — cu două celule RC.

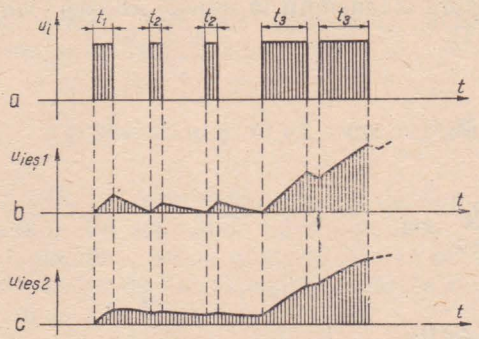


Fig. 9.13. Integrarea semnalului complex de sincronizare :

a — forma impulsurilor la intrarea celulei de integrare; *b* — forma impulsurilor integrate cu o celulă *RC*; *c* — forma impulsurilor integrate cu două celule *RC*.

declanșarea oscilatorului. Frontul fiind abrupt, se obține o bună întrețesere a imaginii.

Separarea impulsurilor de sincronizare cadre se poate face și cu circuite de pseudodiferențiere. În acest caz obținerea impulsului de sincronizare cadre se bazează pe transformarea diferenței de durată a impulsurilor în diferență de amplitudine, prin derivare.

9.4.2. Rolul impulsurilor de egalizare

Datorită explorării întrețesute, rastrul cîmpurilor pare se termină cu o linie întreagă, iar a celor impare, cu o jumătate de linie. Sincroimpulsurile corespunzătoare celor două cîmpuri sînt desenate în fig. 9.14, *a* și 9.14, *b*. Ele conțin doar impulsurile de sincronizare linii *L* și sincroimpulsul de cadre crestat *V*. După integrare, cele două semnale, u_i și u_i' vor da naștere la impulsuri de sincronizare diferite (fig. 9.14, *c*). Presupunînd că oscilatorul de cadre se va sincroniza la tensiunea U_0, se obțin momente diferite (t_1 și t_2) de declanșare pentru cele două impulsuri. Rastrul cîmpurilor pare se va intercala necorespunzător cu rastrul cîmpurilor impare, fapt care va provoca scăderea calității imaginii. După cum se observă în fig. 9.14, *c*,

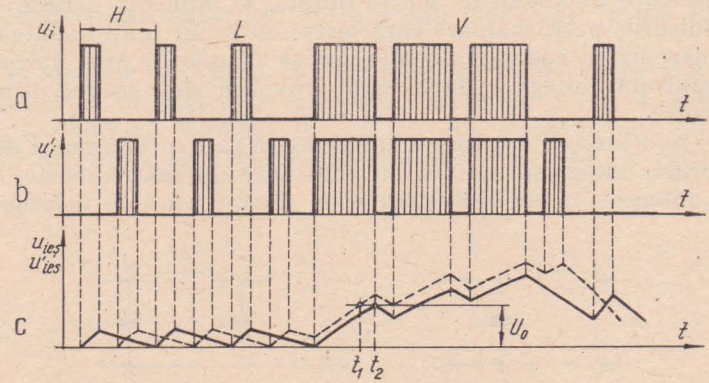


Fig. 9.14. Semnale de sincronizare fără impulsuri de egalizare.

a — pentru cîmpuri pare; *b* — pentru cîmpuri impare; *c* — forma semnalelor după integrare.

Arhiva digitala SaDAng

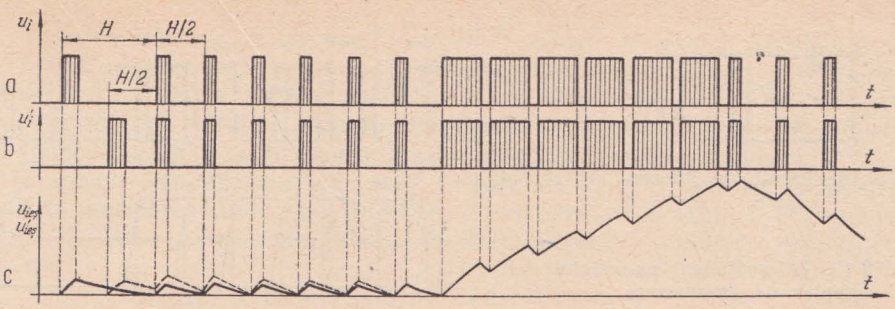


Fig. 9.15. Semnale de sincronizare cu impulsuri de egalizare.
a — pentru cîmpuri pare; *b* — pentru cîmpuri impare; *c* — forma semnalelor după integrare.

se obțin tensiuni de sincronizare diferite, deoarece în momentul apariției impulsului de sincronizare cadre al cîmpurilor impare V, la bornele circuitului integrator mai rămîne o tensiune reziduală de la ultimul impuls de sincronizare linii L.

În fig. 9.15, *a* și *b* este reprezentat semnalul complex de sincronizare, conform normei O.I.R.T., care conține în afara impulsurilor de sincronizare linii și cadre și impulsurile de egalizare.

Impulsurile de egalizare fac posibilă obținerea unui semnal de sincronizare cadre cu aceeași formă pentru cîmpurile pare și impare. De asemenea, impulsurile de egalizare mențin sincronizarea pe linii.

După cum rezultă din fig. 9.15, *c*, tensiunile diferite obținute după ultima linie L, a cîmpului par și impar sînt treptat egalizate, așa încît la apariția semnalului de sincronizare V tensiunea reziduală are aceeași mărime.

9.4.3. Separarea impulsurilor de sincronizare linii

Dacă semnalul de sincronizare complex se aplică nemodificat generatorului de linii, la fiecare semicadru, impulsul de sincronizare cadre provoacă o perturbare a sincronizării pe linii. Prin diferențierea impulsului de sincronizare cadre crestat se obțin impulsuri de sincronizare cu frecvența liniilor care mențin sincronizarea pe linii și pe durata impulsului de sincronizare cadre. Dacă la intrarea unei celule de diferențiere (fig. 9.16) se aplică sincrosemnalul complex u_i (fig. 9.17, *a*), la ieșire rezultă tensiunea u_{ie_1}, reprezentată în fig. 9.17, *b*. La sosirea unui impuls de sincronizare, tensiunea la bornele rezistenței R va crește brusc pînă la valoarea U, după care va scădea exponențial după legea:

$$u = Ue^{-\frac{t}{\tau}}. \tag{9.3}$$

În funcție de mărimea constantei de timp $\tau = RC$ se va obține o tensiune mai mult sau mai puțin diferențiată.

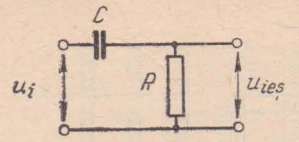


Fig. 9.16. Circuit de diferențiere.

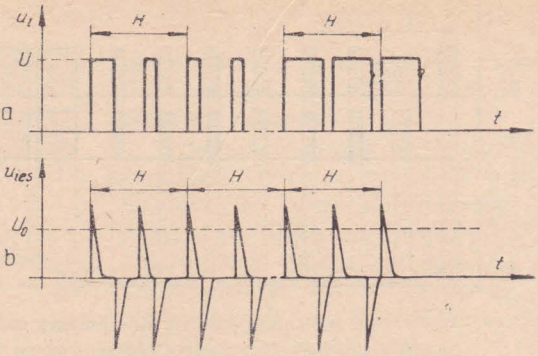


Fig. 9.17. Diferențierea semnalului complex de sincronizare:
a — forma semnalului la intrarea în circuitul de diferențiere; *b* — forma semnalului la ieșirea din circuitul de diferențiere.

Dacă sincronizarea se face direct, pentru a obține impulsuri de sincronizare linii ascuțite, se alege o constantă de timp mică $\tau = 0{,}2 - 0{,}6$ μs. Pentru sincronizarea indirectă este necesar ca impulsurile să fie mai late. Din acest motiv constanta de timp se alege mai mare $\tau = 3 - 7$ μs.

Prin diferențiere, impulsurile de egalizare și impulsul de sincronizare cadre se transformă într-o succesiune de impulsuri pozitive și negative, cu frecvența de două ori mai mare decît frecvența liniilor. Presupunînd, de exemplu, că oscilatorul de linii se sincronizează direct, numai impulsurile pozitive cu frecvența liniilor pot sincroniza generatorul. Impulsurile pozitive, situate la intervale de timp mai mici decît durata unei linii, nu produc sincronizarea, deoarece în acele momente grila tubului oscilator este prea negativă și amplitudinea impulsurilor nu este suficientă pentru a produce sincronizarea oscilatorului.

O altă metodă folosită în mod curent pentru separarea impulsurilor de linii este utilizarea unui circuit acordat pe o frecvență superioară frecvenței de repetiție a liniilor. Cu ajutorul acestui circuit se obține un impuls în formă de *N*, care se utilizează ca impuls de comparare în special în schemele de sincronizare automată a frecvenței. În fig. 9.18 este ilustrat principiul de funcțio-

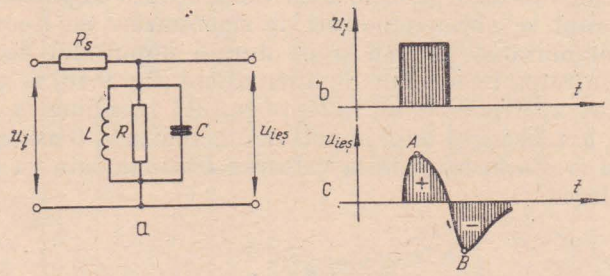


Fig. 9.18. Diferențierea cu ajutorul circuitului oscilant puternic amortizat:
a — schema echivalentă; *b* — forma impulsului la intrare; *c* — forma impulsului la ieșire.

Arhiva digitala SaDAng

nare. Flancul anterior al impulsului de sincronizare U_i excită circuitul oscilant LC, dînd naștere la o oscilație puternic amortizată. După parcurgerea semiperioadei pozitive, flancul posterior al impulsului U_i excită din nou circuitul oscilant și astfel ia naștere semiperioada negativă. Datorită amortizării mari, tensiunea se anulează practic după alternanța negativă.

Impulsul este asemănător unui impuls diferențiat parțial. Diferența constă în obținerea unei variații lente a tensiunii pe porțiunea AB. Acest fapt face posibilă utilizarea impulsului de sincronizare ca impuls de comparație.

9.5. EXEMPLE DE SELECTOARE DE IMPULSURI DE SINCRONIZARE

În fig. 9.19 este reprezentată schema unui selector antiparazit de impulsuri cu tubul multiplu PCH 200. Partea heptodă are o tensiune de blocare redusă, de aproximativ 2,5 V, pentru o tensiune de grilă ecran de 16 V. Trioda, cu rezistență internă mică, permite obținerea unor tensiuni de ieșire constante cu dispersia tuburilor și cu îmbătrînirea.

Selectarea impulsurilor se face cu ajutorul heptodei, prin limitare în cotul inferior și superior al caracteristicii de separare $i_a - u_g$. Circuitul grilei *1* asigură protecția la perturbații. Partea triodă limitează suplimentar impulsurile negative obținute în anodul heptodei și le amplifică. Impulsurile de sincronizare pozitive din anodul triodei T_2 sînt selectate după durată. Prin integrare cu celulele R_9C_5 și $R_{10}C_6$ se obțin impulsurile de sincronizare cadre și prin diferențiere cu ajutorul celulei C_7R_{11} se obțin impulsurile de sincronizare linii.

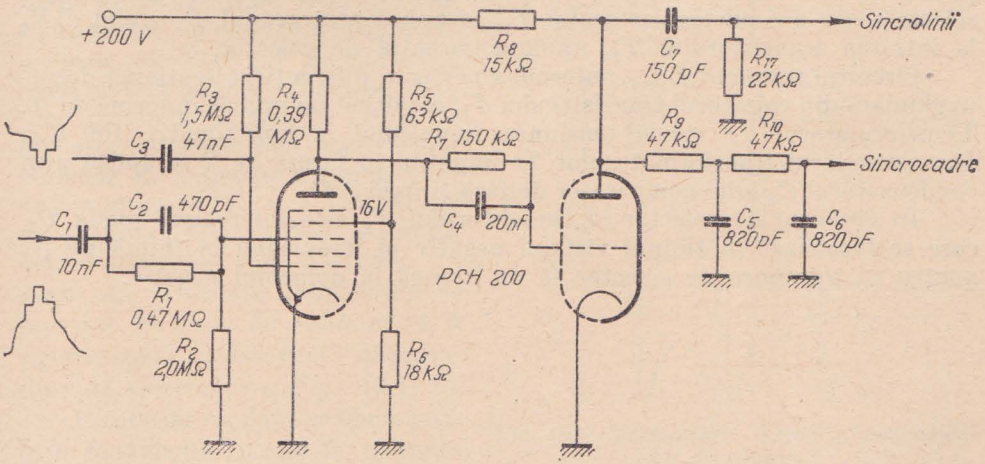


Fig. 9.19. Schemă practică de etaj de separare antiparazit cu tuburi electronice.

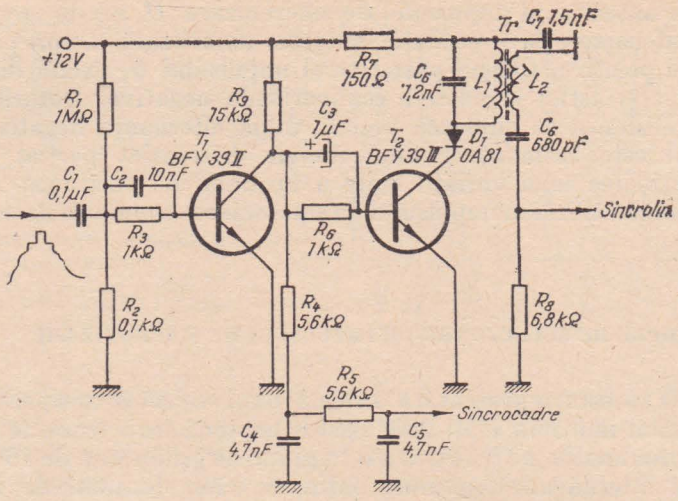


Fig. 9.20. Schemă practică de etaj de separare cu tranzistoare.

Separatorul lucrează perfect, pentru o gamă largă de tensiuni de atac, între 12 V_{vv} și 100 V_{vv}.

În fig. 9.20 este reprezentată o schemă practică de separator de impulsuri cu tranzistoare. Tranzistorul separator T_1 fiind de tip *npn*, semnalul de intrare are o polaritate pozitivă. În funcție de reglajul de contrast, tensiunea la intrare variază între 1 V_{vv} și 5 V_{vv}. Impulsurile de sincronizare selectate, cu polaritate negativă, sînt integrate de circuitul $R_4C_4R_5C_6$ și formează impulsul de sincronizare cadre. Pe de altă parte, impulsurile de sincronizare, selectate din anodul tranzistorului T_1, se aplică prin grupul de cuplaj C_3R_6 la intrarea tranzistorului T_2, anulînd curentul de colector.

Circuitul rezonant L_1C_6, puternic amortizat, diferențiază tensiunea dreptunghiulară din colectorul tranzistorului T_2, rezultînd un impuls în formă de N. Transformatorul Tr ridică tensiunea impulsului la aproximativ 100 V_{vv}. Din secundarul transformatorului Tr impulsul în formă de S se aplică prin condensatorul C_6 unui comparator de fază și frecvență.

În circuitul de colector al tranzistorului T_2 este intercalată dioda D_1, care se blochează în timpul vîrfului negativ al impulsului în formă de N, pentru ca tensiunea de colector să nu ajungă în domeniul negativ.

Arhiva digitala SaDAng

CAPITOLUL 10

SINCRONIZAREA OSCILATOARELOR DE BALEIAJ

10.1. SINCRONIZAREA PE VERTICALĂ

10.1.1. Sincronizarea directă

Schema de sincronizare a oscilatorului de cadre trebuie să asigure o basculare de mare precizie a oscilatorului, în scopul obținerii unei întrețeseri corecte. Sincronizarea directă a oscilatorului cu impulsurile de sincronizare cadre integrate asigura, în suficienta măsură, cerințele legate de precizia basculării. În fig. 10.1 este prezentată acțiunea impulsului de sincronizare asupra oscilatorului. Impulsurile de sincronizare (fig. 10.1, *a*), cu polaritate pozitivă, sînt aplicate pe grila oscilatorului de cadre (în cazul de față oscilatorul autoblocat). Cînd perioada oscilațiilor libere ale oscilatorului este mai mare decît perioada de repetiție a impulsurilor de sincronizare ($T_0 > T_s$), impulsul de sincronizare provoacă declanșarea oscilatorului mai devreme. În acest caz, frecvența impulsurilor de repetiție generate de oscilator va fi riguros egală cu frecvența impulsurilor de sincronizare (fig. 10.1, *b*).

Frecvența oscilațiilor libere poate fi modificată numai în anumite limite. Diferența între frecvența maximă și frecvența minimă, la

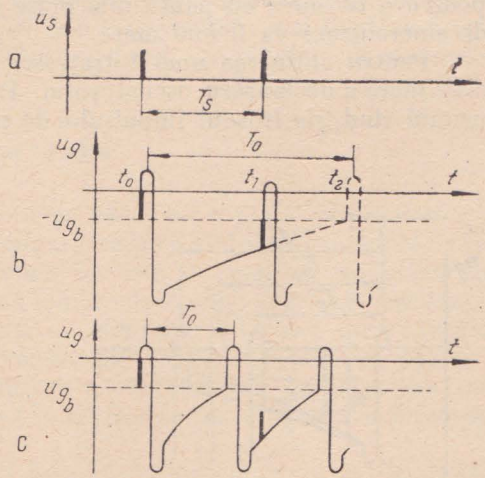


Fig. 10.1. Sincronizarea directă a oscilatoarelor de relaxare:

a — impulsurile de sincronizare; *b* — tensiunea pe grila oscilatorului pentru $T_0 > T_S$; *c* — tensiunea pe grila oscilatorului pentru $T_0 < T_S$.

care oscilatorul mai poate fi sincronizat, reprezintă plaja (domeniul) de sincronizare.

Pentru cazul $T_0 < T_s$ (fig. 10.1, *c*), în momentul aplicării impulsului de sincronizare, grila este puternic negativată și impulsul de sincronizare nu poate provoca declanșarea oscilatorului. Frecvența de oscilație nu va fi afectată de impulsurile de sincronizare. Cînd frecvența de oscilație este mai mică decît frecvența de sincronizare, ea poate fi controlată în anumite limite, în funcție de mărimea impulsului de sincronizare și de panta tensiunii de grilă.

Dacă se aplică un impuls de sincronizare de mărime U_{s1}, frecvența limită de sincronizare va fi $f_{01} = \frac{1}{T_{01}}$ (fig. 10.2). În cazul aplicării unui impuls cu amplitudine mai mare, (U_{s2}) frecvența limită de sincronizare va fi $f_{02} = \frac{1}{T_{02}}$. Pentru primul caz plaja de sincronizare va fi egală cu :

$$\Delta f_1 = f_s - f_{01}; \quad f_s = \frac{1}{T_s}.$$

Pentru cazul al doilea :

$$\Delta f_2 = f_s - f_{02}.$$

Rezultă o mărire a plajei de sincronizare, cu mărirea impulsului de sincronizare ($\Delta f_2 > \Delta f_1$).

În fig. 10.3 se poate observa că în cazul unei tensiuni cu panta mai mică (curba *2*), se obține o perioadă limită de sincronizare (T_{02}) mai mare decît pentru o tensiune cu panta mai mare (curba *1*). Deci, pentru cazul 2, plaja de sincronizare va fi mai mare.

Pentru obținerea unei întrețeseri perfecte a liniilor este necesară o precizie mare a declanșării oscilatorului. Precizia basculării este determinată, în primul rînd, de frontul impulsului de sincronizare care este necesar să fie cît

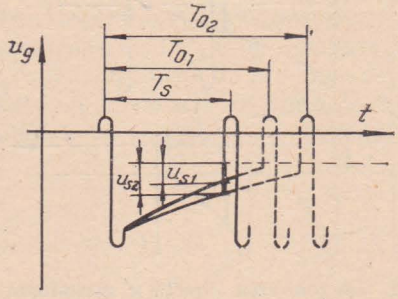


Fig. 10.2. Influența mărimii impulsului de sincronizare asupra plajei de sincronizare.

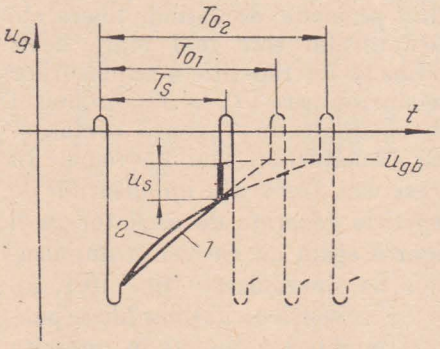


Fig. 10.3. Influența pantei tensiunii de grilă asupra plajei de sincronizare.

Arhiva digitala SaDAng

mai abrupt. Precizia basculării depinde și de panta tensiunii de grilă. Este indicată o pantă abruptă, în consecință un domeniu de sincronizare îngust.

10.1.2. Influența perturbațiilor asupra sincronizării pe cadre

Zgomotul circuitelor de intrare. În cazul recepției unui cîmp slab, cînd raportul semnal/zgomot este relativ mic, peste semnalul util se suprapune zgomotul circuitelor de intrare ale receptorului de TV. După trecerea prin separatorul de impulsuri, zgomotul este eliminat de pe palierul impulsului, însă este prezent pe flancuri.

Datorită circuitelor de integrare, cu o constantă de timp foarte mare, zgomotul este complet atenuat și nu perturbă sincronizarea.

Perturbații sub formă de impulsuri. Impulsurile perturbatoare sînt atenuate de către circuitul de integrare și pot deranja sincronizarea doar dacă apar cu puțin timp înaintea declanșării oscilatorului.

Influența perturbațiilor asupra momentului declanșării oscilatorului poate fi redusă prin micșorarea domeniului de sincronizare, deoarece se micșorează deplasarea semicadrului perturbat față de imagine. Domeniul de sincronizare nu poate fi micșorat oricît, deoarece trebuie să se asigure sincronizarea oscilatorului pentru abaterile de frecvență ale oscilatorului local și ale impulsurilor de sincronizare. Impulsurile de sincronizare au o frecvență egală cu frecvența rețelei de alimentare. Deviația maximă admisă a frecvenței rețelei este de $\pm 1\%$. Deviația de frecvență a oscilatorului local poate fi micșorată pînă la aproximativ 1%. Plaja de sincronizare trebuie să fie de aproximativ 3%, adică de 1,5 Hz. În realitate apar deviații mai mari ale frecvenței rețelei de alimentare și ale oscilatorului local, așa că plaja de sincronizare se stabilește egală cu 3—4 Hz.

10.1.3. Sincronizarea automată pe cadre

Televizoarele cu sincronizare directă pe cadre au o plajă de prindere de aproximativ 2—4 Hz, determinată de asigurarea unei stabilități satisfăcătoare la perturbații. Această plajă de sincronizare este, în general, suficient de mare pentru ca oscilatorul să rămînă sincronizat cînd variază frecvența proprie de oscilație sau frecvența rețelei de alimentare. Uneori apar variații mai mari decît cele normale ale frecvenței sau tensiunii rețelei de alimentare, care provoacă ieșirea din sincronizare a oscilatorului. În acest caz, cu ajutorul unui organ manual de corecție al frecvenței se poate sincroniza din nou oscilatorul.

Întrucît este de dorit ca numărul butoanelor de comandă să fie redus cît mai mult, s-au elaborat o serie de metode pentru lărgirea domeniului de prindere, fără a se micșora protecția la perturbații. La aceste televizoare, plaja de prindere este suficient de mare — pentru a nu mai fi necesar butonul de sincronizare cadre.

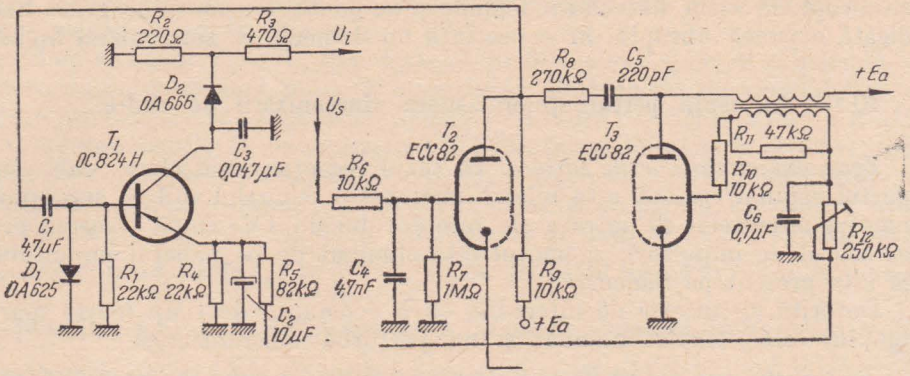


Fig. 10.4. Schema circuitelor de sincronizare pe cadre de la televizorul Stassfurt T205 (ST 106).

1. **Lărgirea domeniului de sincronizare cu ajutorul sincronizării indirecte.** Una din metodele întrebuințate frecvent pentru mărirea domeniului de sincronizare este utilizarea, pe lîngă sincronizarea directă, a sincronizării indirecte. Schema de sincronizare funcționează pe aceleași principii ca și o schemă de sincronizare pe linii, cu comparator de fază.

Comparatorul de fază lucrează pe principiul coincidenței între impulsurile de sincronizare cadre și impulsurile de întoarcere ale baleiajului. Din comparația celor două impulsuri rezultă o tensiune cu o componentă continuă dependentă de defazaj. Tensiunea de reglaj este filtrată de un filtru trece-jos și aplicată oscilatorului. Datorită prezenței filtrului trece-jos, cu o constantă de timp foarte mare, perturbațiile nu influențează pe această cale declanșarea oscilatorului.

Sincronizarea indirectă este combinată, pentru obținerea unei precizii suficiente a declanșării oscilatorului cu sincronizarea directă. Se obține astfel o interliniere corectă și totodată o plajă de sincronizare mare, cu o bună protecție la perturbații.

Un exemplu practic de schemă de sincronizare mixtă, utilizată la televizorul Stassfurt T 205 (ST 106), este reprezentată în fig. 10.4. Impulsurile de sincronizare cadre sînt integrate și apoi amplificate de tubul T_2. În anodul tubului rezultă impulsuri de sincronizare cadre cu polaritate negativă. Ele sînt aplicate prin grupul R_8C_5 oscilatorului autoblocat și produc sincronizarea directă a acestuia. Impulsurile de sincronizare din anodul tubului T_2 se aplică prin grupul de diferențiere C_1R_1 și pe baza tranzistorului T_1. Dioda D_1 atenuează vîrfurile pozitive ce rezultă după diferențiere.

În colectorul tranzistorului T_1 sînt aplicate impulsurile de polaritate negativă din secundarul transformatorului de ieșire cadre. Dioda D_2 suprimă porțiunea pozitivă, în formă de dinte de ferăstrău, a impulsurilor și lasă să treacă impulsurile de întoarcere cu polaritate negativă.

Arhiva digitala SaDAng

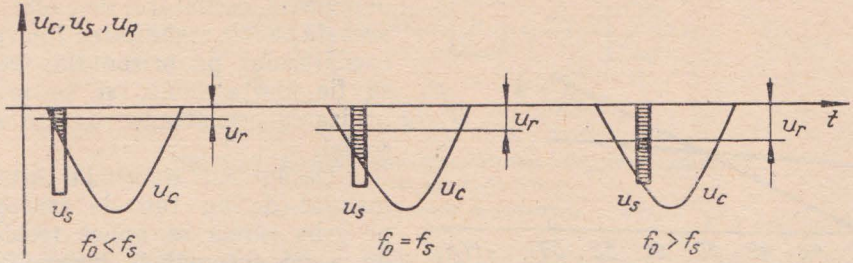


Fig. 10.5. Compararea impulsului de sincronizare cu impulsul de întoarcere.

Tranzistorul funcționează ca un circuit de coincidență, astfel că în emitor apare o tensiune continuă dependentă de defazajul celor două impulsuri (fig. 10.5).

Tensiunea de reglaj U_r, care apare la bornele circuitului R_4C_2, este filtrată suplimentar de circuitul integrator $R_5R_{12}C_6$ și aplicată oscilatorului autoblocat. Frecvența proprie de oscilație f_0 se poate regla cu ajutorul rezistenței ajustabile R_{12}, astfel încît să fie egală cu frecvența impulsurilor de sincronizare f_s.

În acest caz impulsul de sincronizare U_s va cădea la mijlocul flancului anterior al impulsului întoarcere U_c.

Utilizarea sincronizării indirecte face posibilă sincronizarea oscilatorului pentru o frecvență proprie de oscilație mai mare decît frecvența de sincronizare, ceea ce nu este posibil în cazul sincronizării directe. Cu ajutorul montajului descris se obține o plajă de sincronizare de $\pm$ 6 Hz.

2. **Utilizarea comparatorului de fază pe orizontală pentru mărirea plajei de sincronizare pe verticală.** Mărirea plajei de sincronizare cu ajutorul sincronizării indirecte se poate realiza și fără un comparator de fază ce compară impulsurile de sincronizare cadre cu impulsurile de întoarcere.

Tensiunea de reglaj se poate lua de la comparatorul de fază pe orizontală. Într-adevăr, între frecvența impulsurilor de sincronizare cadre și frecvența impulsurilor de sincronizare linii există un raport constant. O modificare a frecvenței impulsurilor de cadre conduce la modificarea corespunzătoare a frecvenței impulsurilor de sincronizare linii și, implicit, la modificarea tensiunii de ieșire a comparatorului de fază pe orizontală. Aceeași tensiune care se utilizează pentru sincronizarea pe orizontală se poate utiliza și pentru corecția frecvenței oscilatorului pe verticală.

Cu acest sistem se realizează o corecție în funcție de abaterile de frecvență ale impulsurilor de sincronizare cadre, dar nu se pot corecta abaterile de frecvență ale oscilatorului pe verticală, ca în cazul montajului descris la 10.1.3.1. Oscilatorul de cadre poate fi însă realizat astfel, încît să se asigure stabilitatea necesară. Un alt inconvenient este dereglarea oscilatorului de cadre, în cazul variației oscilatorului pe orizontală. Deviația frecvenței proprii a oscilatorului pe orizontală provoacă modificarea tensiunii de reglaj, care

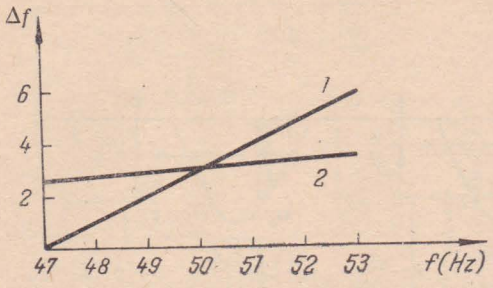


Fig. 10.6. Influența corecției de frecvență suplimentare.

dereglează oscilatorul de cadre. Din această cauză, stabilitatea frecvenței oscilatorului pe orizontală trebuie să fie foarte bună, și se preferă utilizarea oscilatorilor de tip sinusoidal.

Oscilatorul sinusoidal este comandat de un tub de reactanță, pe grila căreia se aplică tensiunea de reglaj automat U_r, provenită de la comparatorul de fază. În anodul acestui tub se obține tensiunea de reglaj amplificată. Tensiunea de reglaj se aduce printr-o rezistență de aproximativ 2—5 MΩ pe grila oscilatorului de cadre. Se elimină astfel încărcarea suplimentară a comparatorului de fază și se obține și o corecție mai puternică de frecvență.

În fig. 10.6 este reprezentată influența pe care o are corecția de frecvență suplimentară din televizorul Grundig T 600.

Curba *1* reprezintă variația diferenței de frecvență $\Delta f = f_0 - f_s$, în funcție de deviația frecvenței impulsurilor de sincronizare f_s, cînd se elimină impulsul de sincronizare cadre și se deconectează rezistența dintre anodul tubului de reactanță și grila oscilatorului. În această situație frecvența proprie de oscilație rămîne nemodificată. Cu f_0 s-a notat frecvența proprie de oscilație.

Curba *2* reprezintă variația lui Δf în situația normală de funcționare, cînd oscilatorul de cadre este conectat la tensiunea de sincronizare linii. Impulsurile de sincronizare cadre sînt eliminate în timpul măsurătorii.

Se observă că modificarea frecvenței impulsurilor de sincronizare atrage după sine modificarea frecvenței de oscilație liberă. Diferența de frecvență Δf este foarte mică, așa că televizorul poate fi sincronizat de un impuls de amplitudine mică, ceea ce conduce la o mare stabilitate la perturbații.

10.2. SINCRONIZAREA PE ORIZONTALĂ

10.2.1. Sincronizarea directă

Cel mai simplu mod de sincronizare a oscilatorului pe orizontală este sincronizarea directă. Impulsurile de sincronizare diferențiate se aplică pe grila oscilatorului și produc declanșarea sincronă a oscilatorului. Atît timp cît impulsurile de sincronizare au aceeași formă și nu apar impulsuri perturbatoare, oscilatorul va fi sincronizat perfect. În cazul recepționării unui semnal slab, peste impulsurile de sincronizare se suprapune zgomotul circuitelor de intrare. După separare, frontul impulsului prezintă fluctuații în jurul poziției corecte. În această situație liniile vor fi declanșate, mai devreme sau mai tîrziu, astfel că imaginea va avea o formă zimțată, pierzîndu-se foarte mult din claritate. De asemenea, impulsurile perturbatoare pot provoca

Arhiva digitala SaDAng

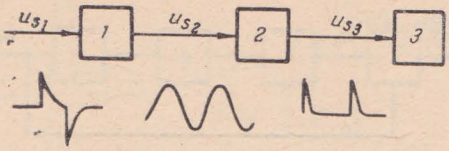


Fig. 10.7. Schema-bloc a circuitului de sincronizare directă cu efect de volant:
1 — circuit oscilant; *2* — etaj de formare; *3* — oscilator.

deplasări ale liniilor prin declanșarea înainte de vreme a oscilatorului sau prin dispariția sincronizării datorită blocării separatorului de impulsuri. Efectul pe imagine este foarte neplăcut. Pentru atenuarea zgomotului, semnalul de sincronizare nu se poate integra cu ajutorul unor celule RC (ca la cadre), deoarece frecvențele armonicelor superioare ale impulsurilor de sincronizare sînt comparabile cu frecvențele zgomotelor.

Atenuarea zgomotelor sau a perturbațiilor se poate realiza cu ajutorul așa-numitului circuit volant. Impulsurile de sincronizare se aplică unui circuit oscilant, acordat pe frecvența liniilor și dau naștere unor oscilații sinusoidale (fig. 10.7).

Tensiunea sinusoidală este transformată de etajul de formare *2* în impulsuri ascuțite, care vor sincroniza oscilatorul *3*. Circuitul acordat are proprietăți de integrator (de volant), astfel că faza tensiunii sinusoidale U_{S2} este determinată de un șir de mai multe impulsuri de sincronizare U_{s1}. Variațiile flancului impulsurilor de sincronizare U_{S1} fiind aleatoare, faza tensiunii sinusoidale U_{S2}, implicit faza tensiunii de sincronizare U_{S3}, va fi aproximativ constantă, declanșarea oscilatorului făcîndu-se destul de precis.

Pentru obținerea unei eliminări perfecte a perturbațiilor rezultă un factor de calitate Q foarte mare a circuitului oscilant. Acesta este însă limitat de instabilitatea relativ mare a frecvenței impulsurilor de sincronizare linii ce sînt sincronizate cu rețeaua. În cazul lipsei impulsurilor de sincronizare pe o mică perioadă de timp, oscilațiile amortizate ale circuitului oscilant asigură în continuare formarea impulsurilor de sincronizare U_{S3}.

10.2.2. Sincronizarea indirectă

Schema de sincronizare directă cu efect de volant este complicată, costisitoare și necesită un reglaj precis.

În televizoarele actuale sincronizarea directă cu efect de volant a fost înlocuită cu sincronizarea indirectă, datorită considerentelor economice și datorită eliminării foarte bune a perturbațiilor. Sistemul de sincronizare indirectă este în realitate un sistem de reglaj automat al fazei (se mai întîlnesc denumirile de CAP — comandă automată a fazei sau CAF — comandă automată a frecvenței).

Schema-bloc a sistemului de sincronizare indirectă este reprezentată în fig. 10.8. Impulsurile de sincronizare U_s nu se aplică direct oscilatorului *3*, ci comparatorului de fază *1*. În acest etaj se aplică și impulsuri din etajul

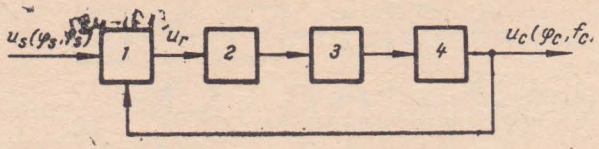


Fig. 10.8. Schema-bloc a circuitului de sincronizare indirectă:
1 — comparator de fază; *2* — filtru trece-jos; *3* — oscilator; *4* — etajul final linii.

final linii *4* sau impulsuri din etajul oscilator. În urma comparării impulsurilor u_s și u_c rezultă o tensiune continuă de reglaj (de corecție) u_r dependentă de diferența de fază a celor două impulsuri. Tensiunea U_r se aplica, printr-un filtru trece-jos *2*, oscilatorului *3*. Tensiunea U_r are o astfel de mărime și polaritate, încît, datorită acțiunii ei, frecvența și faza tensiunii oscilatorului va coincide cu frecvența și faza impulsurilor de sincronizare.

Stabilitatea foarte bună la acțiunea perturbațiilor se datorește acțiunii filtrului *2*, care atenuează fluctuațiile tensiunii de reglaj U_r. Impulsurile parazite singulare practic nu au influență. Numai impulsurile periodice pot produce prin integrare repetată o variație de valoare redusă a frecvenței f_c, manifestată pe ecran printr-o mică deplasare a unui grup de linii. Zgomotul circuitelor de intrare practic nu deranjează sincronizarea, deoarece componenta medie este nulă, și prin integrare nu apare o tensiune de reglaj perturbatoare.

1. **Comparatoare de fază.** Comparatoarele de fază utilizate în tehnica televiziunii sînt foarte diverse și se pot împărți după mai multe criterii:

— comparatoare de fază cu tensiune sinusoidală sau cu impulsuri;

— comparatoare de fază simetrice sau asimetrice;

— comparatoare de fază cu diode sau cu elemente amplificatoare (tuburi electronice sau tranzistoare).

În prezent se utilizează aproape în exclusivitate comparatoarele de fază cu diode, iar ca tensiune de comparare o tensiune în formă de impulsuri. Impulsurile de comparare U_c se obțin, de regulă, prin diferențierea sau prin integrarea impulsurilor de întoarcere din etajul final linii. Prin diferențiere se obține un impuls în formă de N (fig. 10.9, *b*), iar prin integrare — un impuls în formă de dinte de ferăstrău (fig. 10.9, *c*).

Comparatorul de fază cu diode. În fig. 10.10 este reprezentată schema unei variante de comparator de fază simetric. Impulsurile de sincronizare se aplică în antifază diodelor D_1 și D_2. În punctul C se aplică o tensiune de comparare obținută prin diferențierea impulsului de întoarcere din transformatorul de ieșire linii.

Impulsurile de sincronizare și de comparare se însumează și se aplică prin condensatoarele C_1 și C_2 diodelor D_1 și D_2.

Să presupunem că impulsurile de sincronizare U_s au aceeași fază cu impulsurile de comparare U_c. Impulsurile se consideră că sînt în fază cînd impulsul de sincronizare U_s coincide cu mijlocul impulsului de comparare U_c. Tensiunile aplicate diodelor vor avea forma din fig. 10.11. Pentru simplificare, lățimea impulsurilor U_s s-a considerat fiind foarte mică.

Arhiva digitala SaDAng

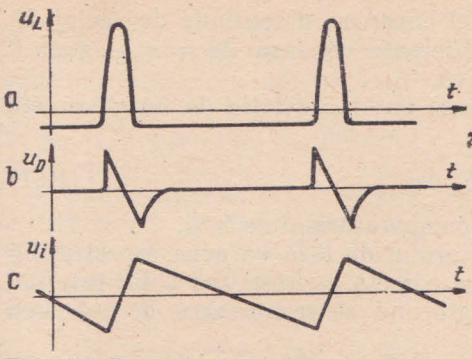


Fig. 10.9. Forma impulsului de comparare : *a* — forma impulsurilor de întoarcere linii; *b* — forma impulsurilor diferențiate; *c* — forma impulsurilor integrate.

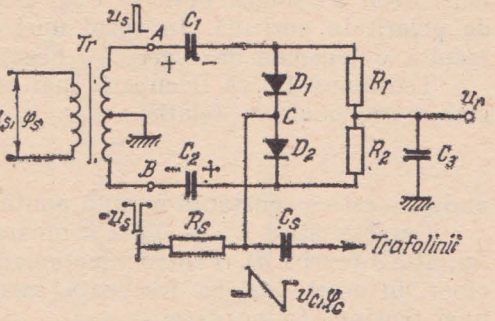


Fig. 10.10. Schema de principiu a unui comparator de faza simetric.

Tensiunea a plicată diodei D_1 este $U_{AC} = U_C + U_s$, iar tensiunea aplicată diodei D_2 este $U_{BC} = U_C - U_s$. Tensiunile U_{AC} și U_{BC} sînt redresate de diode și astfel condensatoarele C_1 și C_2 se încarcă rapid prin rezistența internă a diodelor și prin rezistența R_s la valoarea de vîrf a impulsurilor U_{AC} și, respectiv, U_{BC}. Constantele de timp R_1C_1 și R_2C_2 fiind mari comparativ cu perioada impulsurilor, condensatoarele C_1 și C_2 rămîn încărcate în timpul pauzei dintre impulsuri. Deoarece diodele D_1 și D_2 sînt identice, iar $C_1 = C_2$ și $R_1 = R_2$, tensiunea de încărcare a condensatorului C_1 (U_{C1}) va fi egală și de semn contrar cu tensiunea de încărcare a condensatorului C_2 (U_{C2}). În consecință tensiunea de reglaj $U_r = 0$.

În cazul unei diferențe de fază $\Delta\varphi = \varphi_s - \varphi_c < 0$, forma tensiunilor U_{AC} și U_{BC} este cea din fig. 10.12. Se observă ca tensiunea negativă U_{C1} este mai

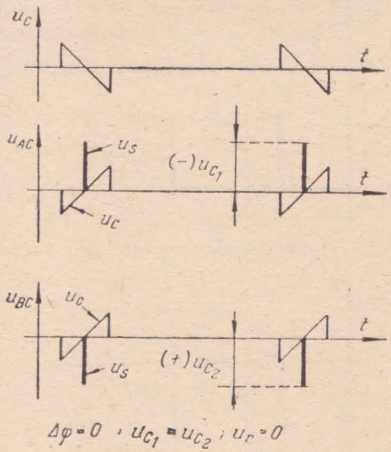


Fig. 10.11. Forma tensiunilor aplicate diodelor D_1 și D_2 pentru $\varphi_s = \varphi_c$.

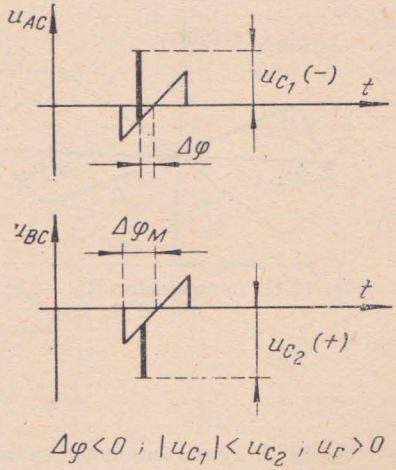


Fig. 10.12. Forma tensiunilor aplicate diodelor pantru $\varphi_s < \varphi_c$.

mică decît tensiunea pozitivă U_{C2}, astfel că apare o tensiune de reglaj U de polaritate pozitivă. În cazul unei diferențe de fază $\Delta\varphi = \varphi_s - \varphi_c > 0$ rezultă o tensiune de reglaj U_r negativă.

Tensiunea U_r va fi cu atît mai mare, cu cît deviația de fază $\Delta\varphi$ este mai mare, conform relației:

$$U_r = S_\varphi \Delta\varphi \tag{10.1}$$

unde S_φ este o constantă numită panta comparatorului de fază.

Caracteristica $U_r - \Delta\varphi$ a comparatorului de fază va avea aspectul din fig. 10.13 (curba *a*). Pentru funcționarea corectă a sistemului *CAP* este necesar, în acest caz, ca frecvența oscilatorului să se mărească la aplicarea unei tensiuni U_r pozitive.

Dacă oscilatorul este astfel construit, încît la aplicarea unei tensiuni U_r pozitive frecvența se micșorează, este necesar ca impulsurile de întoarcere linii utilizate pentru diferențiere să aibă o polaritate negativă. În această situație (U_c negativ) forma tesiunii U_{AC} și U_{BC} pentru $\Delta\varphi < 0$ este reprezentată în fig. 10.14. Tensiunea U_r este de data aceasta negativă. Caracteristica comparatorului de faza $U_r - \Delta\varphi$ va avea forma din fig 10.13 (curba *b*).

Comparatorul de fază simetric prezintă proprietăți de eliminare a perturbațiilor cînd în stare sincronizată $U_r = 0$. Impulsurile perturbatoare care sosesc între impulsurile de comparare U_c încarcă condensatoarele C_1 și C_2 la tensiuni egale și de semn contrar. În cazul unei simetrii perfecte, tensiunea de reglaj, generată de perturbații, va fi egală cu zero, impulsurile perturbatoare nederanjînd sincronizarea chiar dacă sînt periodice. Perturbațiile care apar pe durata impulsului U_e pot provoca perturbarea sincronizării, însă probabilitatea ca ele să se suprapună periodic peste impulsul U_e este foarte mică. Dacă se utilizează o tensiune de comparație în formă de dinte

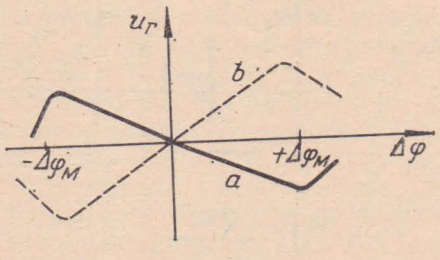


Fig. 10.13. Caracteristica $U_r - \Delta\varphi$ a comparatorului de fază.

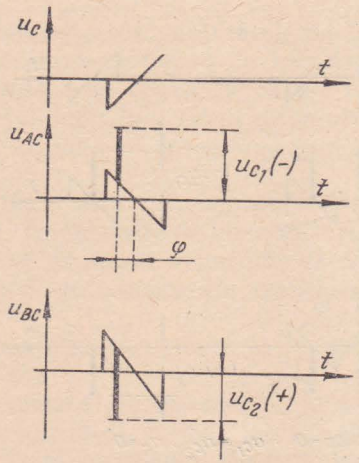


Fig. 10.14. Forma tensiunilor aplicate diodelor D_1 și D_2 pentru $\varphi_S < \varphi_c$, impulsul de întoarcere linii avînd o polaritate negativă.

$\Delta\varphi < 0 ; |u_{C_1}| > u_{C_2} ; u_r < 0$

Arhiva digitala SaDAng

de ferăstrău, impulsurile perturbatoare provoacă apariția unor tensiuni diferite la bornele condensatoarelor C_1 și C_2, astfel că se pierd proprietățile antiparazite ale comparatorului.

În receptoarele de televiziune se utilizează, și alte variante de comparatoare de fază cu diode, însă principiul de funcționare este același.

Comparatoare de fază cu elemente amplificatoare. În receptoarele de televiziune se utilizează uneori comparatoare de fază cu tuburi electronice sau cu tranzistoare. Există o varietate mare de scheme, dar toate cu același principiu de funcționare — variația curentului catodic, respectiv de emitor în funcție de diferența de fază dintre impulsul de sincronizare și impulsul de comparare. O schemă interesantă de comparator de fază cu tub electronic se utilizează în televizorul Grigorescu VS 59-633 (fig. 10.15). Ca tub comparator se utilizează partea pentodă a tubului PCF 80. Pe grila pentodei, legată ca triodă, se suprapun impulsurile de comparare preluate de la circuitul C_1R_1. Forma impulsurilor de grilă va depinde de poziția relativă a celor două impulsuri. După cum se observă în fig. 10.16, în funcție de diferența de fază se modifică înălțimea vîrfului pozitiv al impulsului de grilă. Tensiunea de polarizare a grilei față de catod este egală cu căderea de tensiune de la bornele

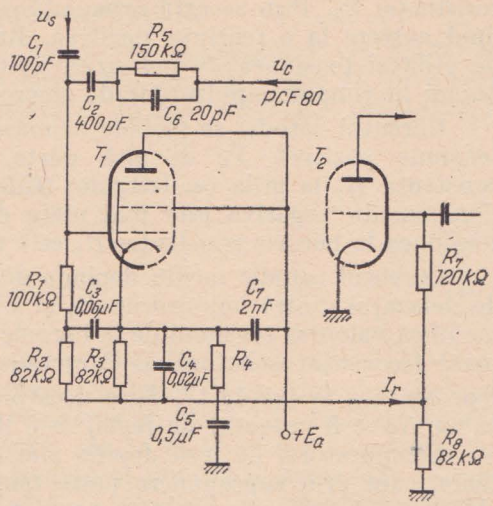


Fig. 10.15. Schema de principiu a comparatorului de fază utilizat în televizorul Grigorescu VS59-633.

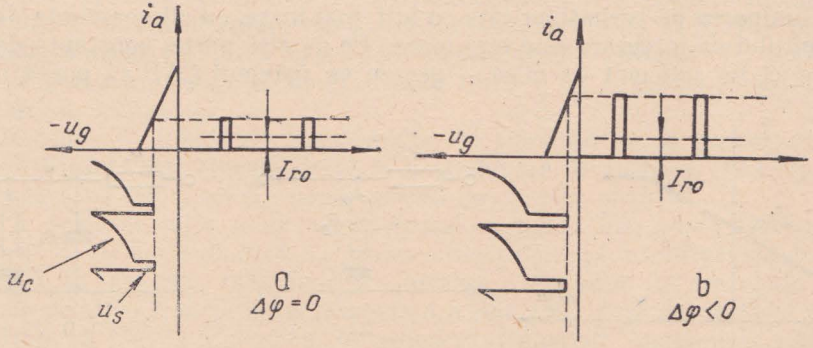


Fig. 10.16. Forma tensiunii pe grila tubului PCF8.
$a - \Delta\varphi = 0$; $b - \Delta\varphi < 0$.

rezistenței R_3. Prin această rezistență se trece curentul catodic al tubului T_1 dînd naștere la o tensiune pozitivă. Raportul dintre tensiunea impulsurilor de grilă și tensiunea de polarizare este astfel ales, încît tubul va conduce numai în timpul impulsurilor de sincronizare.

Curentul catodic se închide la masă prin rezistența R_8, dînd naștere la tensiune pozitivă. Pe de altă parte, rezistența R_8 este conectată prin rezistența R_7 la grila oscilatorului (tubul T_2), care este polarizată negativ. Componenta negativă este mai mare decît componenta pozitivă, astfel ca tensiunea la bornele rezistenței R_8 este negativă.

Curentul catodic mediu depinde de mărimea impulsurilor pozitive, deci de defazajul dintre impulsurile U_s și U_c. Curentul catodic dependent de $\Delta\varphi$ modifică valoarea tensiunii de la bornele rezistenței R_8 și în acest mod corectează frecvența oscilatorului. Caracteristica $U_{i_r} - \Delta\varphi$ a comparatorului este reprezentată în fig. 11.17. Spre deosebire de comparatorul de fază simetric, la un $\Delta\varphi = 0$ curentul de reglaj este diferit de zero.

Comparatorul de fază descris mai sus nu elimină impulsurile perturbatoare, care prin suprapunere peste tensiunea de grilă pot provoca variații ale curentului catodic. Sînt însă montaje la care tubul funcționează ca un circuit de coincidență fiind deblocat numai în timpul cursei inverse. Impulsurile perturbatoare care sosesc în afara acestui interval de timp găsesc tubul blocat și nu pot provoca modificarea curentului catodic.

2. **Filtrul trece-jos.** Filtrul trece-jos, conectat între ieșirea comparatorului de fază și oscilator, are rolul de a atenua variațiile tensiunii de reglaj U_r, provocate de perturbațiile suprapuse semnalului util și de a elimina componentele cu frecvența liniilor care trec prin comparatorul de fază. Filtrul se compune dintr-un circuit integrator RC cu trei sau mai multe elemente (fig. 10.18). Circuitele de integrare simple, cu două elemente, nu se utilizează, deoarece în acest caz, impulsurile perturbatoare de mare amplitudine provoacă oscilații de reglaj care se traduc prin deplasări foarte neplăcute ale imaginii.

Eliminarea perturbațiilor este cu atît mai mare, cu cît constanta de timp a circuitului de integrare este mai mare. Pe de altă parte, constanta de timp trebuie să fie suficient de mică — pentru ca sistemul CAP să poată urmări

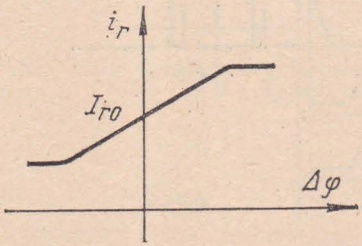


Fig. 10.17. Caracteristica $U_{i_r} - \Delta\varphi$ a comparatorului din fig. 10.12.

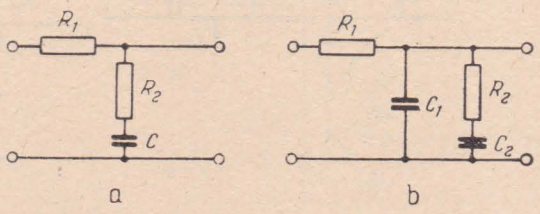


Fig. 10.18. Filtre uzuale trece-jos : *a* — filtru cu trei elemente; *b* — filtru cu patru elemente.

Arhiva digitala SaDAng

variațiile frecvenței impulsurilor de sincronizare. În practică se realizează un compromis, alegîndu-se o valoare intermediară.

3. **Oscilatorul.** Din punctul de vedere al sistemului CAP, oscilatorul este un element care transformă variațiile tensiunii de reglaj U_r în variații ale frecvenței. În anumite limite, deviația de frecvență este proporțională cu deviația de tensiune:

$$f - f_0 = \Delta f = S_0 U_r$$

sau

$$U_r = \frac{1}{S_0} \Delta f, \tag{10.2}$$

unde f_0 este frecvența de oscilație liberă a oscilatorului pentru $U_r = 0$ și S_0 — o constantă ce depinde de schema practică a oscilatorului. Este important să cunoaștem semnul acestei constante (v. § 10.2.2.4), deoarece ea arată dacă frecvența oscilatorului se mărește sau se micșorează cu mărirea tensiunii U_r. Oscilatorul autoblocat și oscilatorul sinusoidal, comandat de tubul de reactanță inductiv, au o constantă S_0 pozitivă, iar multivibratorul și oscilatorul sinusoidal, comandat de tubul de reactanță capacitiv, au o contantă S_0 negativă. Valoarea acestei constante este de aproximativ 200—1 000 Hz/V.

4. **Funcționarea sistemului în stare sincronizată.** Să presupunem că frecvența de oscilație liberă a oscilatorului este egală cu frecvența impulsurilor de sincronizare, pentru o tensiune de reglaj $U_r = 0$. În acest caz faza impulsurilor U_c va fi egală cu faza impulsurilor U_s, deoarece numai astfel tensiunea U_r va fi egală cu zero. Dacă frecvența impulsuilor de sincronizare f_s se va mări cu Δf_s, diferența de fază dintre impulsuri este diferită de zero și negativă. Ia naștere o tensiune U_r de polaritate pozitivă care provoacă mărirea frecvenței oscilatorului cu Δf_c, astfel că sincronizarea se menține. Dacă are loc o micșorare a frecvenței f_s, tensiunea U_r va avea o polaritate opusă și va provoca micșorarea frecvenței oscilatorului. Frecvența oscilatorului se modifică în sensul corect dacă una din constantele S_φ și S_0 este pozitivă, iar cealaltă negativă. Dacă S_φ și S_0 au același semn, tensiune U_r acționează în sensul măririi difrenței de frecvență între f_s și f_c, astfel că sistemul nu se poate sincroniza.

Mecanismul funcționării sistemului de sincronizare se poate urmări în fig. 10.19 unde sînt trasate dreptele determinate de relațiile (10.1) și (10.2). Se observă pe figură că S_φ este negativă iar S_0 este pozitivă.

Cu ajutorul celor două caracteristici se poate determina tensiunea de reglaj U_r și deviația de fază Δ_φ pentru orice diferență între frecvențele f_s și f_c. Deviația de fază $\Delta\varphi$, care apare ca urmare a deviației de frecvență Δf, se traduce printr-o translație pe orizontală a imaginii. Este de dorit ca această translație să fie cît mai mică. Micșorarea deplasării imaginii se realizează prin mărirea constantelor S_φ și S_0 (deci, prin mărirea randamentului compara-

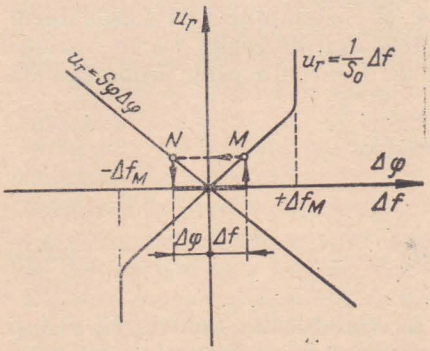


Fig. 10.19. Caracteristicile $U_r - \Delta\varphi$ și $U_r = \Delta f$ ale sistemului *CAP*.

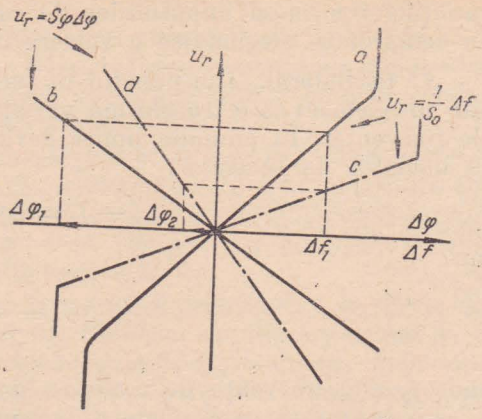


Fig. 10.20. Micșorarea deviației de fază prin mărirea constantelor S_φ și S_0.

torului de fază și prin sensibilizarea oscilatorului). În fig. 10.20 se observă că pentru cazul S_φ și S_0 mare (curbele *c* și *d*), se obține o diferență de fază $\Delta\varphi_2$ mai mică decît pentru un circuit cu S_φ și S_0 mici.

În cazul apariției unei deviații de frecvență a oscilatorului local (încălzirea, îmbătrînirea pieselor etc.) sistemul de reglaj automat va genera o tensiune de corecție U_r cu o astfel de mărime și polaritate, încît frecvența oscilatorului local se modifică pînă va fi din nou egală cu frecvența impulsurilor de sincronizare.

Oscilatorul local nu poate fi sincronizat pentru deviații de frecvență oricît de mari. După cum se vede în fig. 10.19, oscilatorul poate fi comandat numai pentru deviații de frecvență mai mici decît $\pm\Delta f_M$. Pentru deviații de frecvență mai mari, tensiunea U_r nu mai poate provoca variația frecvenței oscilatorului local. Se pot întîlni și situații cînd capacitatea de sincronizare a sistemului este limitată de comparatorul de fază, care la diferențe mari de fază nu mai generează tensiune proporțională cu $\Delta\varphi$. Domeniul de frecvență în care oscilatorul poate fi menținut în stare de sincronizare poartă denumirea de domeniul de menținere a sincronizării. Mărimea acestui domeniu, pentru situația din fig. 10.19 este de $\Delta f_M - (-\Delta f_M) = 2\Delta f_M$. În practică, domeniul de menținere a sincronizării este de aproximativ 1—3 kHz.

5. **Funcționarea sistemului CAP în stare nesincronizată.** Pînă acum s-a analizat funcționarea sistemului CAP pentru o frecvență a impulsurilor de sincronizare, egală cu frecvența impulsurilor de ieșire linii. În cazul existenței unei diferențe de frecvență $\Delta f = f_s - f_c \neq 0$ defazajul dintre impulsurile U_s și U_c variază progresiv, astfel că poziția relativă a impulsurilor se modifică continuu. Tensiunea U_r, generată de comparatorul de fază prezentat în fig. 10.10, va avea forma unor impulsuri periodice, a căror frecvență este egală cu Δf și cu o formă asemănătoare cu forma impulsurilor de comparare U_c. Dacă $f_s < f_c$, porțiunea de comparare a impulsului U_c este explo-

Arhiva digitala SaDAng

rată de la stînga la dreapta și tensiunea U_r va avea forma din fig. 10.21, *a*. Pentru $f_s > f_c$, explorarea se face de la dreapta la stînga, iar tensiunea U_r are forma din fig. 10.21, *b*. Forma impulsurilor U_r rezultă pentru situația în care legătura dintre filtrul *2* și oscilatorul *3* (fig.10.8) este întreruptă, astfel încît tensiunea de reglaj nu mai provoacă variația frecvenței oscilatorului local.

Datorită filtrului trece-jos, amplitudinea tensiunii U_r este modificată în funcție de frecvență (fig. 10.22). Pentru diferențe de frecvențe mari, rezultă după trecerea prin filtru, tensiuni de reglaj mici ($U_2 < U_1$).

În consecință, dacă televizorul se desincronizează dintr-o cauză oarecare (la pornire, sub acțiunea perturbațiilor etc.), sincronizarea se poate realiza doar pentru diferențe mici între frecvența de oscilație liberă a oscilatorului și frecvența impulsurilor de sincronizare. Diferența între frecvența maximă și frecvența minimă a impulsurilor de sincronizare, la care oscilatorul mai poate trece din stare nesincronizată în stare sincronizată, reprezintă valoarea domeniului de prindere al sincronizării.

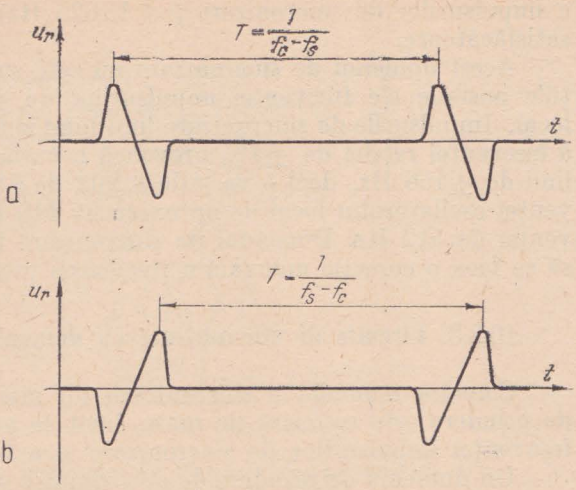


Fig. 10.21. Forma tensiunii de reglaj U_r, cînd sistemul este în stare nesincronizată:
$a - f_s < f_c$; $b - f_s > f_c$.

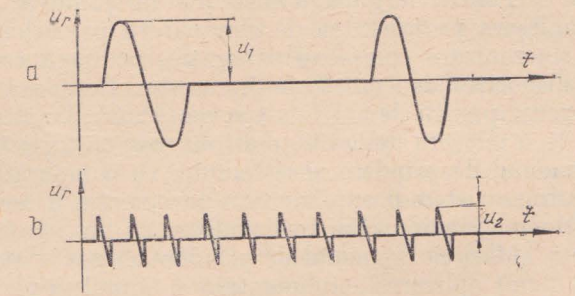


Fig. 10.22. Forma tensiunii U_r, după trecerea prin filtrul trece-jos F:
$a - \Delta f = 50$ Hz; $b - \Delta f = 500$ Hz.

Datorită acțiunii filtrului *2* (fig. 10.8), domeniul de prindere a sincronizării este totdeauna mai mic decît domeniul de menținere. În ipoteza eliminării filtrului, cele două domenii ar fi egale.

Pentru o sincronizare sigură este indicat ca domeniul de prindere a sincronizării să fie cît mai larg. Aceasta presupune o constantă de integrare a circuitelor filtrului *2* mică. Pe de altă parte, constanta de timp trebuie să fie mare — pentru a se asigura protecția la perturbații. În mod experimental s-a stabilit că la o plajă de prindere de aproximativ 200—400 Hz (sau de $\pm 100 - \pm 200$ Hz, dacă abaterea de frecvență se ia față de frecvența nominală

a impulsurilor de sincronizare $f = 15\,625$ Hz), atenuarea perturbațiilor este satisfăcătoare.

Acest domeniu de sincronizare nu este suficient pentru a acoperi variațiile posibile ale frecvenței impulsurilor de sincronizare și ale oscilatorului local. Impulsurile de sincronizare linii fiind sincronizate cu rețeaua, o variație a frecvenței rețelei de $\pm 1\%$ provoacă o variație a frecvenței de sincronizare linii de ± 156 Hz, deci o variație totală de 312 Hz. Adaugînd deviația frecvenței oscilatorului local de aproximativ 110 Hz, se obține o variație a frecvenței de 412 Hz. Domeniul de sincronizare fiind mai îngust, este necesară să se facă o corecție manuală a frecvenței oscilatorului local.

10.2.3. Circuite de sincronizare cu domeniu de prindere mărit

Corecția manuală a sincronizării nu mai este necesară dacă domeniul de prindere este suficient de mare, încît să acopere orice deviație posibilă a frecvenței impulsurilor de sincronizare și a frecvenței oscilatorului de linii.

Un domeniu de prindere de aproximativ ± 700 Hz asigură o sincronizare perfectă pe toată durata de viață a televizorului. Prin micșorarea constantei de integrare a filtrului *2* (fig. 10.8) se poate obține plaja de prindere dorită, însă în acest caz atenuarea perturbațiilor este insuficientă.

Pentru lărgirea domeniului de prindere a sincronizării, fără însă a se micșora proprietatea de eliminare a perturbațiilor, s-au elaborat scheme de sincronizare complexe ce conțin, pe lîngă comparatorul de fază, și un alt dispozitiv de corecție a frecvenței. Comparatorul de fază asigură sincronizarea pentru deviații de frecvență mici, iar dispozitivul suplimentar are rolul de a micșora deviațiile mari de frecvență pînă la valori mici, ce intră în domeniul de prindere al sistemului cu comparator de fază. În stare de sincronizare sistemul suplimentar de corecție a frecvenței este deconectat, menținerea sincronizării realizîndu-se cu un comparator de fază obișnuit.

Mărirea domeniul de prindere se poate realiza prin următoarele metode:

a) aplicarea suplimentară a impulsurilor de sincronizare;

b) micșorarea constantei de timp a filtrului *2*;

c) întrebuințarea unui comparator de fază și frecvență (de tip Gassmann);

d) mărirea randamentului comparatorului de fază sau mărirea sensibilității oscilatorului;

e) utilizarea unui discriminator de frecvență auxiliar.

Dintre metodele enumerate mai sus, în prezent se utilizează, în majoritatea cazurilor, metoda de la pct. c), deoarece este foarte economică, nu necesită tuburi electronice suplimentare și dă rezultate foarte bune. Se va descrie sumar și metoda de la pct. b) deoarece este utilizată în televizoare existente în țară.

Mărirea domeniului de prindere prin micșorarea constantei de timp a filtrului 2. În fig. 10.23 este reprezentată schema circuitului de lărgire a domeniului de prindere din televizorul Stassfurt T205 (ST106). Se observă că între comparator $C\varphi$ și oscilator O sînt conectate două filtre F_1 și F_2. Con-

Arhiva digitala SaDAng

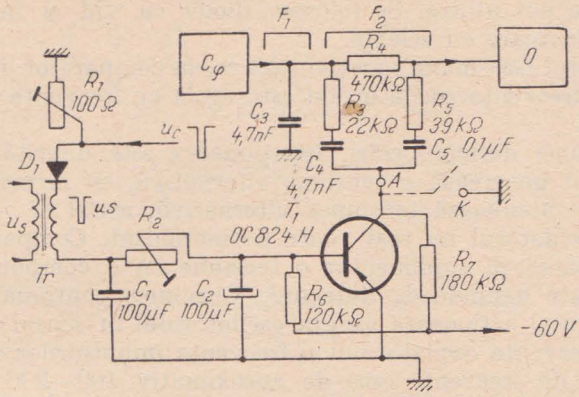


Fig. 10.23. Schema circuitului de lărgire a domeniului de prindere din televizorul Stassfurt T 205 (ST106).

stanta de timp a filtrului F_1 este foarte mică, iar constantele de timp ale filtrului F_2 au valori mari. Cînd oscilatorul este sincronizat, tranzistorul T_1 conduce puternic, conectează punctul A la masă, introducînd filtrul F_2 în circuit. Se obține astfel o bună protecție la perturbații.

Cînd oscilatorul se desincronizează, tranzistorul T_1 se blochează și filtrul F_2 este deconectat. Întrucît filtrul F_1 are o constantă de timp mică, se obține o plajă de prindere mare, de aproximativ ± 800 Hz.

Blocarea tranzistorului T_2, cînd $f_s \neq f_c$, se obține prin aplicarea pe baza tranzistorului T_2 a unei tensiuni pozitive obținută prin redresarea impulsurilor de sincronizare U_s. Cînd $f_s = f_c$ impulsurile de linii și impulsurile de sincronizare de polaritate negativă sînt aplicate simultan pe anodul și respectiv, pe catodul diodei D_1. Dioda D_1 se blochează (impulsurile U_c sînt mai mari) și tensiunea de bază de polaritate negativă (baza este conectată prin rezistența R_3 la -60 V) saturează tranzistorul T_1.

Comparatorul de fază și frecvență (comparator Gassmann). Comparatorul de fază și frecvență (fig. 10.24) diferă de comparatorul de fază obișnuit (fig. 10.10) prin introducerea în plus a condensatorului C_3 și a rezistențelor R_3 și R_4. Diodele utilizate trebuie să aibă rezistența inversă foarte mare, de ordinul zecilor de megaohmi. Diodele cu germaniu, cu rezistența inversă mică (sute de

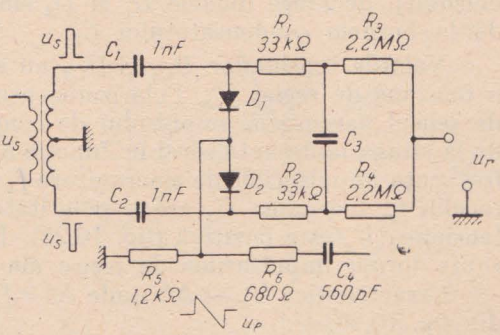


Fig. 10.24. Schema comparatorului de fază și frecvență.

kiloohmi) nu se pot utiliza. Se folosesc diode cu vid și în ultimul timp, diode semiconductoare cu seleniu.

Comparatorul Gassmann funcționează ca un comparator de fază obișnuit, atîta timp cît frecvența oscilatorului este egală cu frecvența impulsurilor de sincronizare.

În cazul unei desincronizări, funcționarea este diferită. Comparatorul de fază obișnuit generează o tensiune alternativă, cu forma din fig. 10.21 și 10.22. Filtrul atenuează tensiunea alternativă, astfel că la deviații mari de frecvență oscilatorul nu mai poate fi sincronizat. Comparatorul de fază și frecvență generează suplimentar o tensiune cu o componentă continuă, a cărei polaritate depinde de dezacord. Tensiunea continuă trece nemodificată prin filtru și acționează asupra oscilatorului în sensul micșorării diferenței dintre frecvența oscilatorului și frecvența impulsurilor de sincronizare. Cînd diferența de frecvență este de aproximativ 100—200 Hz, tensiunea alternativă, debitată de comparator și apoi atenuată de filtru, are o amplitudine suficientă pentru a sincroniza oscilatorul.

Forma tensiunii aplicate diodelor D_1 și D_2 este asemănătoare cu forma semnalelor din fig. 10.11, cu diferența că impulsurile de sincronizare U_s au o amplitudine egală cu valoarea de vîrf a impulsurilor de comparare U_c. Condensatoarele C_1 și C_2 se încarcă cu o tensiune dependentă de fază similar ca la comparatorul de fază. Aceste tensiuni se transmit prin rezistențele R_1 și R_2 și încarcă condensatorul C_3 cu o tensiune continuă : $U_{C3} = U_{C1} + U_{C2}$. Valoarea acestei tensiuni nu depinde deci de defazajul tensiunilor U_c și U_s și este egală aproximativ cu dublul valorii tensiunii de vîrf a impulsurilor U_s.

Tensiunea la ieșire U_r este proporțională cu diferența dintre tensiunile U_{C1} și U_{C2} și depinde astfel de defazaj.

La apariția unei desincronizări, diferența de fază se mărește continuu și impulsul U_s se suprapune succesiv peste impulsul U_c, parcurgîndu-l de la o extremitate la alta. Apoi impulsul de sincronizare se situează între impulsurile de comparare U_c. În acest interval de timp, condensatorii C_1 și C_2 nu-și modifică valoarea tensiunii acumulate (ca în cazul comparatorului de fază obișnuit), deoarece diodele D_1 și D_2 sînt blocate de tensiunea relativ mare de la bornele condensatorului C_3.

Valorile tensiunilor U_{C1} și U_{C2} nu sînt egale și din diferența lor rezultă o tensiune de reglaj U_r. Polarizarea acestei tensiuni este diferită în funcție de sensul parcurgerii impulsului de comparare, de la dreapta la stînga sau de la stînga la dreapta, deci în funcție de sensul deviației de frecvență. Dacă frecvența impulsurilor de sincronizare f_s este mai mică decît frecvența oscilatorului f_c, tensiunea U_r are o polaritate negativă, iar dacă este mai mare, tensiunea U_r este pozitivă (fig. 10.25). În figură este desenată cu linii întrerupte forma impulsurilor de ieșire ale unui comparator de fază obișnuit.

Caracteristica $U_r - \Delta f$, unde $\Delta f = f_c - f_s$, a comparatorului are aspectul din fig. 10.26.

Tensiunea continuă de reglaj este mică pentru diferențe mici de frecvență, deoarece diodele rămîn blocate timp îndelungat și tensiunea la care

Arhiva digitala SaDAng

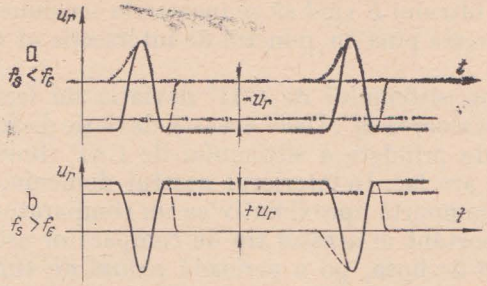


Fig. 10.25. Forma tensiunii U_r pentru $f_s \neq f_c$.
$a - f_s < f_c$; $b - f_s > f_c$.

sînt încărcate condensatoarele C_1, C_2 scade pentru că acestea se descarcă prin rezistențele R_1, R_2,R_3, R_4 și prin rezistența inversă a diodelor D_1 și D_2. La diferențe de frecvență mari, tensiunea U_r scade, de asemenea, deoarece impulsurile de comparare sînt parcurse rapid de impulsurile de sincronizare și condensatoarele C_1 și C_2 nu reușesc să se încarce complet la tensiunea de vîrf a impulsurilor aplicate pe diode.

Comportarea sistemului în stare nesincronizată poate fi apreciată clar dacă se suprapun caracteristica $U_r - \Delta f_1$ ($\Delta f_1 = f_c - f_s$) a comparatorului Gassmann și caracteristica $U_r - \Delta f_2$ a oscilatorului (fig. 10.27). Cu linie continuă este reprezentată curba $U_r - \Delta f_2$ ($\Delta f_2 = f_c - f_0$) a oscilatorului, care la o tensiune de reglaj U_r egală cu zero are o frecvență de oscilație egală cu frecvența impulsurilor de sincronizare. Dacă apare o abatere de frecvență δf negativă, a frecvenței oscilatorului (din cauza variației tensiunii de alimentare, încălzirii etc.), caracteristica $U_r - \Delta f_2$ a oscilatorului se va deplasa lateral cu δf (curba desenată cu linie întreruptă). Această abatere de frecvență creează o tensiune de reglaj U, de polaritate pozitivă. Condensa-

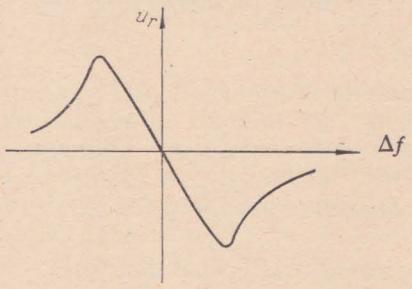


Fig. 10.26. Forma caracteristicii $U_r - \Delta f$ a comparatorului de fază și frecvență.

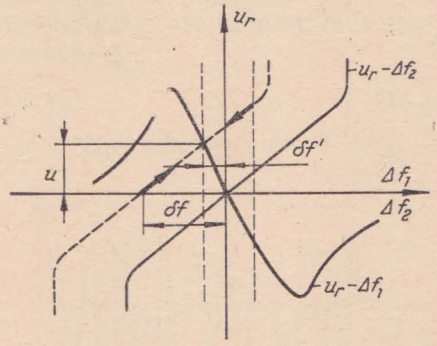


Fig. 10.27. Caracteristicile $U_r - \Delta f_1$ și $U_r - \Delta f_2$ ale sistemului de CAF.

toarele din circuitul filtrului F tind să se încarce la tensiunea U și astfel frecvența oscilatorului crește pînă în punctul de intersecție al curbelor $U_r - \Delta f_1$ și $U_r - \Delta f_2$.

În urma acțiunii sistemului de CAF deviația de frecvență inițială δf s-a micșorat pînă la valoarea $\delta f'$. Dacă această deviație de frecvență se găsește în interiorul plajei de prindere a sistemului de CAP (liniile întrerupte verticale), sincronizarea are loc. În interiorul acestui domeniu, comparatorul de fază și frecvență se comportă aproximativ ca un comparator de fază obișnuit.

Un avantaj important al acestui tip de comparator este că funcționarea lui nu este deranjată de lipsa, pe o perioadă redusă de timp, a impulsurilor de sincronizare. Datorită constantei foarte mari de descărcare a condensatoarelor C_1 și C_2 tensiunea acumulată nu variază pe perioada eliminării temporare a impulsurilor de sincronizare. Se obține o eliminare a perturbațiilor apropiată de cea atinsă în cazul utilizării unor scheme cu separator de impulsuri antiparazit.

Arhiva digitala SaDAng

CAPITOLUL 11

ETAJE PENTRU RECEPȚIA SUNETULUI

11.1. GENERALITĂȚI

Marea majoritate a normelor de televiziune prevăd transmiterea programului sonor însoțitor al imaginii prin modulația de frecvență a unei oscilații purtătoare de sunet. Pentru a înțelege mai ușor problemele legate de recepția sunetului vom reaminti unele proprietăți ale semnelor cu modulație de frecvență.

Modulația de frecvență constă în varierea frecvenței semnalului de radiofrecvență în ritmul semnalului modular de audiofrecvență. Amplitudinea semnalului modulat în frecvență rămîne constantă în timp (fig. 11.1).

Față de modulația de amplitudine, modulația de frecvență prezintă o serie de avantaje, dintre care cele mai importante constau în micșorarea distorsiunilor de amplitudine frecvență (banda de AF se poate mări pînă la 15 kHz), cît și în îmbunătățirea raportului semnal/zgomot. Pentru a obține aceste avantaje, emisiunile cu modulație în frecvență au nevoie de o bandă de frecvență mult mai largă decît în cazul modulației în amplitudine.

Prin modulația în frecvență, semnalul modulator schimbă mărirea frecvenței purtătoare în jurul valorii sale staționare f_0

$$f = f_0 + \Delta f \cos 2\pi f_m t, \tag{11.1}$$

unde f_m este frecvența semnalului modulator. Mărimea Δf, numită deviație de frecvență, depinde de amplitudinea semnalului modulator. Pentru norma de televiziune, în vigoare în țara noastră, deviația maximă este stabilită la $\Delta f = 50$ kHz.

Întrucît pulsația reprezintă viteza de variație a fazei

$$\omega = \frac{d\varphi}{dt},$$

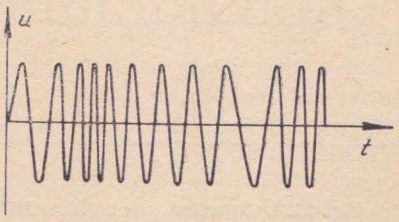


Fig. 11.1. Forma semnalului de modelație de frecvență.

iar faza este:

$$\varphi = \int \omega dt = 2\pi \int (f_0 + \Delta f \cos 2\pi f_m t)\, dt = 2\pi f_0 t + \frac{\Delta f}{f_m} \sin 2\pi f_m t,$$

semnalul modulat în frecvență are expresia:

$$u = U \cos \varphi = U \cos \left(2\pi f_0 t + \frac{\Delta f}{t_m} \sin 2\pi f_m t\right). \qquad (11.2)$$

Dezvoltarea acestei expresii, pentru a descompune în componente sinusoidale, este mai complicată din punct de vedere matematic decît în semnalul modulat în amplitudine. Calculele arată că semnalul modulat în frecvență este echivalent cu o infinitate de componente sinusoidale, avînd frecvențele $f_0 \pm nf_m$, unde n este un număr întreg. Deci, semnalul u are un spectru discontinuu, cu frecvența centrală f_0, componentele laterale fiind distanțate de ea printr-un multiplu întreg al frecvenței modulatoare f_m. Amplitudinele componentelor cu frecvență mult diferită de f_0 scad la valori neglijabile. Perechile de componente laterale de ordin par oscilează în fază, pe cînd perechile de ordin impar oscilează în antifază.

Mărimea

$$\beta = \frac{\Delta f}{f_m}, \qquad (11.3)$$

egală cu raportul dintre deviația maximă de frecvență și frecvența modulatoare, se numește indice de modulație. El este un parametru important al semnelor modulate în frecvență, deoarece proprietățile lor depind, în mare măsură, de acest parametru.

În fig. 11.2 sînt prezentate spectrele a două semnale modulate în frecvență, pentru două valori diferite ale frecvenței și indicelui de modulație (pentru a nu complica desenul toate componentele laterale au fost reprezentate în sens pozitiv, neținînd seamă de fazele lor).

Suprimarea unor componente laterale ale semnalului modulat în frecvență dă naștere la distorsiuni neliniare ale semnalului obținut la demodulare. Pentru a menține aceste distorsiuni în limite acceptabile, este necesar ca întregul lanț de transmisiune să asigure o lărgime de bandă suficientă, de minimum 150 kHz.

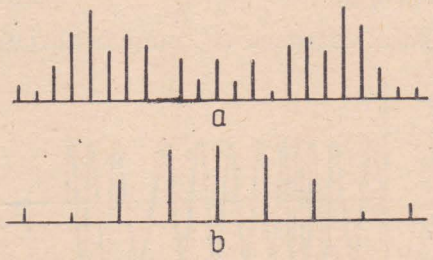


Fig. 11.2. Spectrul semnalului MF: *a* — pentru f_m mic și β mare; *b* — pentru f_m mare și β mic.

Din cauza neliniarităților inerente, purtătoarea de sunet, amplificată în calea comună, capătă o modulație parazită de amplitudine cu semnale video. Această modulație se manifestă uneori la receptoarele de televiziune sub forma unui sunet perturbator de 50 Hz, a cărei intensitate se schimbă în funcție de imaginea transmisă.

Arhiva digitala SaDAng

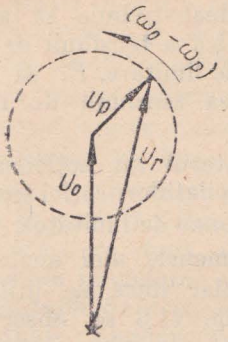


Fig. 11.3. Compunerea perturbației cu semnalul util.

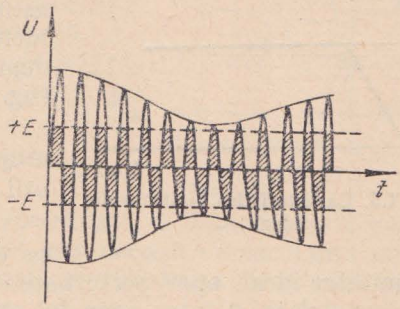


Fig. 11.4. Eliminarea modulației de amplitudine prin limitarea semnalului.

Pentru a vedea în ce măsură prin MF se poate elimina perturbația produsă de semnalele de imagine, vom face o comparație cu cazul în care semnalele de sunet ar fi transmise prin MA. Presupunem că perturbația este provocată de o oscilație de amplitudine constantă cu pulsația ω_p, iar purtătoarea utilă, de pulsație ω_0, este nemodulată. Oscilația purtătoare se poate reprezenta printr-un vector, a cărei lungime este proporțională cu amplitudinea purtătoarei și a cărui unghi față de o direcție de referință este egal cu faza oscilației. Cum faza oscilației este $\varphi = \omega_0 t$, înseamnă că vectorul se rotește cu viteza unghiulară ω_0. Dacă se consideră că planul figurii în care se face reprezentarea se rotește cu aceeași viteză unghiulară ω_0, atunci vectorul va avea o poziție fixă în figură. Pentru a obține rezultanta însumării oscilației perturbatoare cu purtătoarea de sunet, vectorul u_p, care reprezintă perturbația, se adaugă la vîrful vectorului — purtătoare u_0 (fig. 11.3).

Unghiul format de vectorii u_0 și u_q se schimbă continuu, vectorul u_p rotindu-se cu viteza unghiulară $\omega_0 - \omega_p$ față de vectorul u_0. Se observă că, datorită acestei rotații, vectorul rezultant u_r are amplitudine variabilă. Aceasta arată că, datorită perturbației, purtătoarea de sunet se modulează în amplitudine cu o oscilație de frecvență egală cu $f_0 - f_P$, gradul de modulație fiind determinat de raportul dintre semnalul perturbator și purtătoare.

Pentru ca perturbația să nu fie supărătoare, în cazul MA, este necesar ca purtătoarea de sunet să fie de cel puțin 100 de ori mai mare ca semnalul perturbator.

Dacă purtătoarea de sunet este modulată în frecvență, atunci există posibilitatea unei mai bune eliminări a perturbației. Într-adevăr, dacă purtătoarea cu MF este modulată parazit și în amplitudine, atunci este suficientă trecerea ei printr-un circuit limitator, care lasă să treacă numai oscilațiile cuprinse între pragurile de limitare $+E$ și $-E$ (fig. 11.4, porțiunile haşurate). Aceste praguri trebuie astfel stabilite, încît să fie mai mici decît cea mai mică amplitudine a oscilației purtătoare care poate apărea datorită procesului de MA.

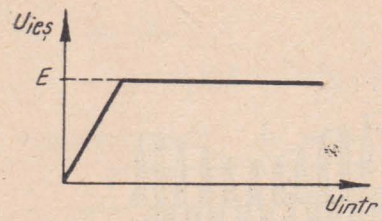


Fig. 11.5. Caracteristica limitatorului ideal.

Un limitator ideal trebuie să aibă o astfel de caracteristică a tensiunii de ieșire, încît, peste pragul de limitare, E, ea să nu depindă de valoarea tensiunii de intrare (fig. 11.5).

Evident, limitatorul nu acționează și asupra frecvenței oscilațiilor, astfel semnalul util nu este distorsionat de limitator.

Analizînd fenomenele mai amănunțit, se constată că, chiar dacă se utilizează un limitator ideal, apar perturbații. Revenind la fig. 11.3 se observă că apare un defazaj θ între semnalul util și cel rezultat, în urma însemnării cu o oscilație perturbatoare de frecvență fixă. Acest defazaj, nefiind constatat în timp, produce o modulație parazită de frecvență, cu atît mai pronunțată, cu cît viteza de variație a fazei, care depinde de raportul amplitudinilor și de diferența pulsațiilor este mai mare. În concluzie se poate spune că, perturbația produsă asupra unei transmisiuni cu MF de către o oscilație de înaltă frecvență este cu atît mai intensă, cu cît este mai puternică oscilația perturbatoare în raport cu purtătoarea de sunet și cu cît diferența dintre frecvențele celor două oscilații este mai mare.

Perturbațiile produse în cazul MF sînt cu mult mai mici decît în cazul MA. La transmisiunile cu MF se poate obține un sunet acceptabil chiar la un raport de numai 3 : 1 între purtătoarea de sunet și semnalul perturbator.

Receptorul de televiziune mai poate capta și alt timp de perturbație, de exemplu perturbații în impulsuri, produse, în general, de descărcările electrice. Se demonstrează că în cazul perturbațiilor în impulsuri avînd un spectru larg de frecvențe, sistemul cu MF aduce față de MA o îmbunătățire a raportului semnal/zgomot:

$$n = 2\frac{\Delta f}{f_m}, \tag{11.3}$$

în care Δf este deviația de frecvență produsă de semnalul modulator cu frecvența f_m. Dacă perturbațiile sînt date de zgomotul produs de diferite elemente de circuit (tuburi, tranzistoare, rezistențe), îmbunătățirea raportului semnal/zgomot în MF față de MA este:

$$n = \sqrt{3}\frac{\Delta f}{f_m}. \tag{11.4}$$

Analizînd spectrul unui mare număr de programe audio, se constată că amplitudinile componentelor scad pe măsura creșterii frecvenței, componentele superioare ale spectrului fiind cu mult mai slabe decît cele din domeniul sunetelor grave. Pe baza acestei constatări se poate ameliora raportul semnal/zgomot al lanțului de transmisiune prin ridicarea la emisie a semnelor cu frecvențe mai înalte de 1 000 Hz și atenuarea lor la recepție, după demodu-

Arhiva digitala SaDAng

lare. Aceste operații se numesc, în mod curent, „preaccentuare" și „dezaccentuare" și se utilizează la toate sistemele cu modulație de frecvență.

La ieșirea discriminatoarelor de frecvență din receptoare se conectează cîte un circuit de dezaccentuare de forma arătată în fig. 11.6, care produce o atenuare progresivă a frecvențelor audio de peste 1 kHz.

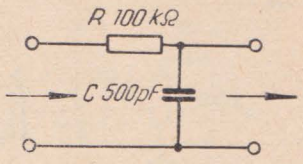


Fig. 11.6. Circuit de dezaccentuare.

Pentru ca după operațiile de preaccentuare și dezaccentuare spectrul semnalului modulator să se refacă corect este necesar ca constanta de timp a circuitului de dezaccentuare să fie egală cu constanta circuitului de preaccentuare, standardizată la $\tau = 50$ μs.

După cum s-a mai arătat în cap. I, în componența canalului de sunet al televizorului intră amplificatorul de FI, discriminatorul și amplificatorul de AF.

Amplificatorul de FI sunet asigură aducerea semnalului de sunet la tensiunea de 5—15 V, necesară pentru buna funcționare a discriminatorului. Cîștigul amplificatorului trebuie să fie de aproximativ 50, dacă semnalele de FI se iau de la detectorul video, și ceva mai puțin, dacă se culeg de la ieșirea amplificatorului de videofrecvență.

Frecvența de lucru a amplificatorului de FI sunet pentru televizoarele cu cale comună utilizate în țara noastră este de 6,5 MHz. Pentru ca sunetul reprodus să fie de bună calitate, lărgimea de bandă a amplificatorului trebuie să fie de cel puțin 150 kHz, dar nici cu mult mai mare, pentru că o lărgime de bandă prea mare favorizează amplificarea semnalelor perturbatoare.

Discriminatorul extrage semnalul modulator din oscilația de FI. La ieșirea lui se obține un semnal audio cu valoarea eficace de cîteva sute de milivolți. Acest semnal este amplificat de amplificatorul de AF, pe cît posibil cu cît mai puține distorsiuni și redat cu ajutorul difuzoarelor.

Există unele tipuri de televizoare mai vechi care permit să se recepționeze și programele de radiodifuziune în banda undelor ultrascurte, cu MF. În mod normal, recepționarea acestor emisiuni cu ajutorul televizoarelor cu cale comună nu este posibilă, chiar dacă blocul schimbător de canale se poate acorda pe frecvența de emisie, deoarece la detectorul video sosește numai o singură purtătoare și nu poate apare frecvența-diferență de 6,5 MHz. Inconvenientul se poate înlătura prin conectarea la detectorul video a unui oscilator local care să suplinească purtătoarea de imagine (fig. 11.7, *a*).

O soluție mai bună constă în prevederea unui adaptor separat pentru recepționarea programelor de UUS (fig. 11.7, *b*), alimentat de la o antenă proprie și care furnizează semnalele direct în amplificatorul de FI sunet. Acest adaptor cuprinde un amplificator de înaltă frecvență, un oscilator local și un schimbător de frecvență. Oscilatorul local este astfel reglat, încît sem-

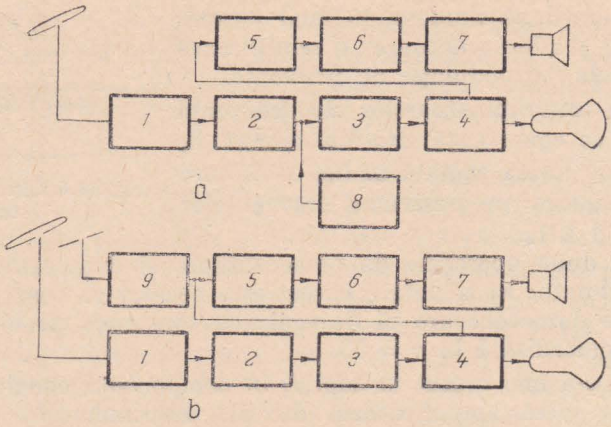


Fig. 11.7. Schema-bloc a televizorului cu posibilitatea de recepție a programelor de UUS:

a — cu oscilator suplimentar; *b* — cu adaptor separat. *1* — schimbător de canale; *2* — AFI comun; *3* — detector; *4* — AVF; *5* — AFI sunet; *6* — discriminator; *7* — amplificator AF; *8* — oscilator; *9* — adaptor UUS.

nalul de FI de la ieșire să fie de 6,5 MHz. Uneori se adaugă un etaj suplimentar de amplificare pe 6,5 MHz pentru ca să se compenseze pierderea de cîștig datorit nefolosirii amplificatorului de FI imagine-sunet.

11.2. AMPLIFICATORUL DE FI SUNET

Amplificatorul de FI sunet, realizat pe baza cerințelor arătate în § 9.1., are un număr de 1—2 etaje. Construcția lui se aseamănă cu construcția amplificatorului de FI imagine-sunet, însă are condiții de lucru mai ușoare din cauza frecvenței centrale și a lărgimii de bandă mai reduse, precum și a cîștigului mai mic. Circuitele amplificatorului de FI sunet sînt acordate sincron, toate pe frecvența intermediară a semnalului de sunet.

Elementul specific al amplificatorului de FI sunet este limitatorul de amplitudine. Unui asemenea circuit i se impun două cerințe principale:

— în domeniul de limitare variațiile de amplitudine ale oscilației la ieșire să fie minime;

— să aibă un domeniu de limitare întins, pentru asigurarea eliminării modulației de amplitudine avînd un grad de modulație ridicat. Luînd în considerare diverși factori care intervin, circuitele de limitare ale televizoarelor trebuie să asigure eliminarea în bune condiții a unei modulații de amplitudine cu un grad de modulație de 70%.

Un montaj simplu de limitare a MA funcționează cu o diodă semiconductoare, montată în derivație cu circuitul acordat al unuia dintre etajele amplificatoare (fig. 11.8).

Arhiva digitala SaDAng

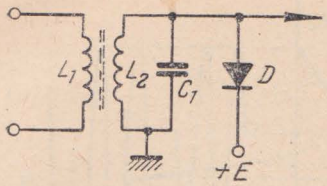


Fig. 11.8. Limitator cu diodă polarizată.

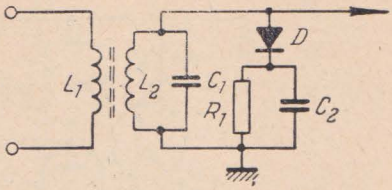


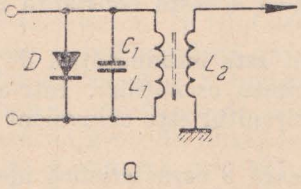
Fig. 11.9. Limitator cu diodă și grup de detecție.

Dioda se polarizează cu ajutorul unei surse E, a cărei tensiune este astfel aleasă, încît să fie ceva mai mică decît amplitudinea minimă pe care o poate căpăta oscilația de FI, datorită modulației parazite de amplitudine. Prin conducție, dioda limitează amplitudinea oscilațiilor din circuitul L_2C_1 la o valoare constantă, apropiată de mărimea tensiunii E.

Utilizarea unei surse de polarizare este nepractică; de aceea, se preferă montajul din fig. 11.9, în care ea a fost înlocuită cu un grup RC. Dacă amplitudinea oscilațiilor de la bornele circuitului L_2C_1 este constantă, prin conducția repetată a diodei D, condensatorul C_2 se încarcă la o tensiune E. Această tensiune este ceva mai mică decît amplitudinea oscilației fără perturbații de amplitudine. Dacă apare o perturbație, a cărei durată este mai mică decît constanta de timp C_2R_1, curentul prin diodă crește brusc, amortizînd intens circuitul acordat L_2C_1, cea ce are ca urmare micșorarea amplitudinii semnalului perturbator.

În amplificatoarele de FI sunet tranzistorizate se utilizează un alt montaj de limitare cu diodă, din care lipsește total sursa de polarizare (fig. 11.10, *a*). Limitarea produsă de circuit se explică prin cotul caracteristicei de conducție a diodelor semiconductoare (fig. 11.10, *b*).

Dacă semnalele au amplitudine mică, deși dioda este polarizată în sens de conducție, ea conduce un curent mic, care amortizează puțin circuitul oscilant L_1C_1. La creșterea amplitudinii oscilațiilor dincolo de cotul carac-



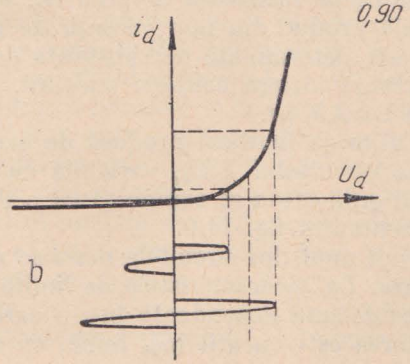


Fig. 11.10. Limitator cu diodă utilizînd cotul caracteristicii:
a — schema de principiu; *b* — caracteristica diodei.

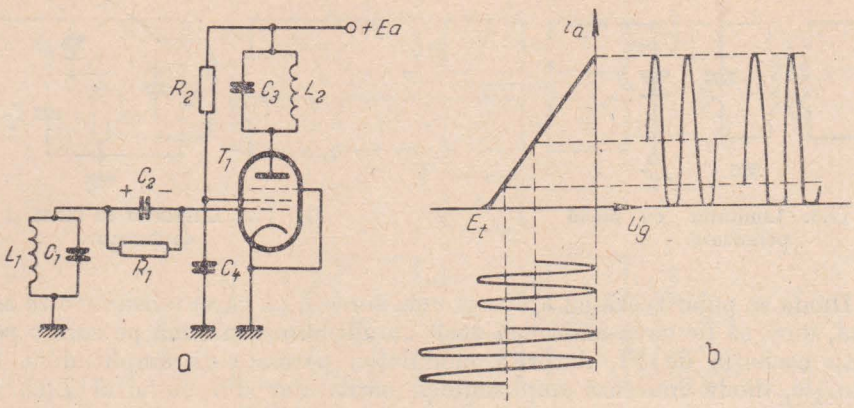


Fig. 11.11. Limitator cu pentodă.
a — schemă de principiu; *b* — forma curentului anodic.

teristicii, dioda începe să conducă puternic, limitînd tensiunea circuitului oscilant.

Limitatorul cel mai des întîlnit în amplificatoarele de FI ale televizoarelor echipate cu tuburi electrice funcționează prin curenți de grilă și tăierea curentului anodic. În schema din fig. 11.11, *a* se observă că tubul nu are grup de negativare automată în catod.

În lipsa semnalului de intrare negativarea tubului este zero. La aplicarea semnalului, în timpul vîrfurilor semialternanțelor pozitive, apar curenții de grilă, care, parcurgînd condensatorul de grilă C_2, îl încarcă cu polaritatea indicată în figură și negativează grila. Prin aceasta se produce o negativare proporțională cu amplitudinea oscilațiilor. Dacă amplitudinea lor este suficient de mare, grila se negativează atît de mult, încît în unele momente curetul anodic se anulează (fig. 11.11, *b*). Mărind în continuare amplitudinea oscilațiilor, mărimea impulsurilor de curent anodic nu se schimbă. Dacă oscilațiile de la intrare se micșorează, negativarea grilei scade prin descărcarea condensatorului C_2 pe rezistența de grilă R_1, pînă cînd vîrfurile pozitive ale tensiunii de grilă produc din nou curenții de grilă. Rapiditatea scăderii tensiunii de grilă este determinată de constanta de timp C_2R_1 a cărei alegere are o mare importanță asupra calității limitării. În practică această constantă este de obicei de 2,5 μs.

Calitatea limitării produsă de acest circuit este îmbunătățită de amortizarea circuitului L_1C_1, variabilă cu amplitudinea oscilațiilor. Într-adevăr, spațiul grilă-catod se comportă ca o diodă și circuitul este echivalent cu cel reprezentat în fig. 11.9.

Nici unul din circuitele descrise nu realizează o caracteristică ideală de limitare. La o caracteristică de limitare reală (fig. 11.12) tensiunea de ieșire este totdeauna dependentă într-o oarecare măsură, de tensiunea de intrare. Limitarea este cu atît mai bună, cu cît această dependență este mai redusă.

Arhiva digitala SaDAng

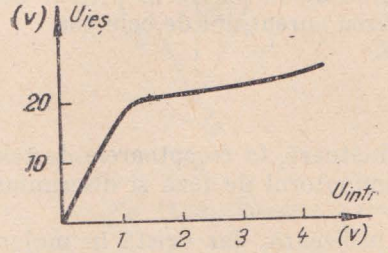


Fig. 11.12. Caracteristică reală de limitator.

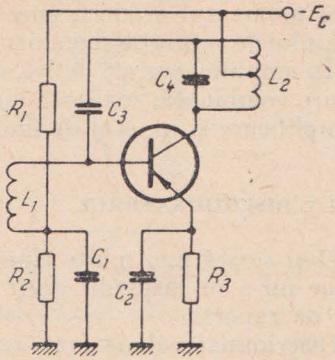


Fig. 11.13. Etaj de limitare cu tranzistor.

Problema cea mai grea în realizarea limitatoarelor cu pentodă este alegerea punctului de funcționare în așa fel, încît pe lîngă o bună limitare să asigure și o amplificare suficientă. Un limitator de bună calitate trebuie să elimine începînd de la nivele scăzute ale semnalului de intrare. Se observă că limitarea de bună calitate se obține numai dacă valoarea vîrf la vîrf a oscilațiilor întrece negativarea de tăiere a curentului anodic (E_T). Pentru pentode, această negativare depinde de tensiunea de alimentare a ecranului; de aceea, etajul limitator trebuie să lucreze cu o tensiune de ecran redusă. Adesea se micșorează și tensiunea anodică, pentru că în acest fel în caracteristica tensiunii de grilă apare și o limitare prin saturația curentului anodic, ceea ce favorizează funcționarea etajului. Prin micșorarea tensiunilor de alimentare panta tubului scade; în consecință, amplificarea care se obține este redusă și devine necesară introducerea mai multor etaje de amplificare de FI.

Etajul de limitare cu tranzistor folosește schema etajelor de amplificare de FI (fig. 11.13).

Conexiunea obișnuită este aceea cu emitorul comun, cîștigul de putere al etajului în această conexiune fiind maxim. Eliminarea efectelor reacției prin capacitățile interne ale tranzistorului se face cu ajutorul condensatorului de neutrodinare C_3. În mod obișnuit, limitarea semnalului se realizează prin polarizarea bazei de așa manieră, încît la amplitudine suficient de mare a oscilației culese de pe bobina de cuplaj cu etajul anterior (L_1), să se taie curentul de colector. În felul acesta se obține o limitare de calitate mai slabă, care poate fi îmbunătățită prin completarea ei cu limitarea prin saturația curentului de colector. Saturația curentului de colector se obține ușor dacă se micșorează tensiunea de alimentare a tranzistorului. Pentru aceasta se conectează un grup de filtraj între circuitul oscilant din colector și sursa de alimentare. Limitarea prin saturație nu se poate aplica decît dacă tranzistorul utilizat are frecvența limită suficient de mare. În caz contrar, timpul de stocare ridicat perturbă funcționarea montajului, (timpul de stocare, o mărime specifică tranzistorului care funcționează la saturație, este întîrzierea

dintre momentul scăderii curentului de bază sub valoarea corespunzătoare curentului de saturație și momentul micșorării efective a curentului de colector).

În amplificatoarele de FI, echipate cu tranzistoare, se utilizează adesea o limitare combinată, realizată cu un limitator cu diodă plasat în primul etaj de amplificare și un etaj de limitare prin tăierea curentului de colector.

11.3. DISCRIMINATORUL

Deși există mai multe tipuri de discriminatoare, în receptoarele de televiziune nu s-au răspîndit decît două : discriminatorul de fază și discriminatorul de raport.

Discriminatorul de fază azi nu se mai utilizează, dar există în majoritatea televizoarelor mai vechi. El se conectează la ieșirea ultimului etaj amplificator de FI sunet și constă din două circuite de detecție montate în opoziție, care primesc două oscilații, a căror amplitudine variază în funcție de valoarea frecvenței. Perechea de circuite cuplate ale discriminatorului L_1C_1 și L_2C_2 (fig. 11.14) este acordată de frecvența intermediară sunet (f_0 = = 6,5 MHz pentru norma O.I.R.T.).

Cele două detectoare sînt formate de diodele D_1 și D_2, împreună cu grupurile de detecție C_4R_1 și C_5R_2. Inductanța L_3 are reactanța foarte mare la frecvență intermediară, dar permite trecerea componentelor de audiofrecvență la priza mediană a bobinei L_2. Tensiunea de ieșire de audiofrecvență se obține prin scăderea tensiunilor de pe cele două grupuri de detecție.

Pentru explicarea funcționări discriminatorului vom recurge la utilizarea diagramei vectoriale a tensiunilor. Tensiunea punctului A față de masă, U_A, care se aplică diodei D_1, se compune prin însumarea tensiunii U_1' cu jumătatea tensiunii U_2. Deoarece tensiunea U_1' este decalată cu 90° față de tensiunea U_1, de către reactanța capacitivă a condensatorului C_3, acești doi vectori sînt perpendiculari unul pe altul.

La frecvența de rezonanță tensiunile U_1 și U_2 sînt în fază, deci U_1' defazat cu 90° față de U_2 (fig. 11.15, *a*). Din cauza defazajului de 90°, tensiunile U_A și U_B sînt egale ca mărime și, prin detecție, se obțin două tensiuni egale, care, scăzîndu-se, dau rezultantă nulă. La schimbarea frecvenței oscilațiilor, tensiunea U_2 se defazează față de U_1; deci, decalajul între U_1' și U_2 devine diferit de 90°. În consecință, tensiunile U_A și U_B nu mai sînt egale și tensiunea de ieșire va fi negativă sau pozitivă, în funcție de diferența tensiunilor U_A și U_B (fig. 11.15, *b* și *c*).

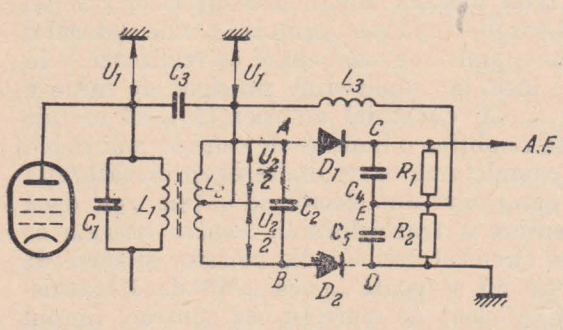


Fig. 11.14. Schema de principiu a discriminatorului de fază.

Arhiva digitala SaDAng

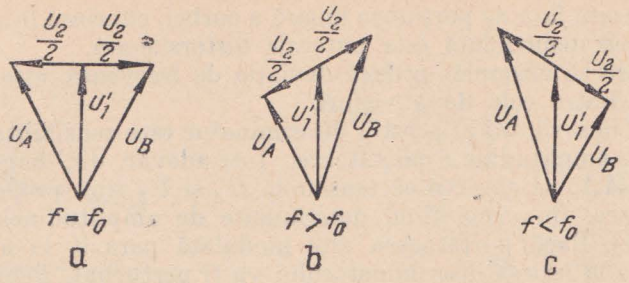


Fig. 11.15. Diagrama vectorială a tensiunilor discriminatorului.

Această reprezentare vectorială nu este întrutotul exactă, deoarece nu ia în considerare faptul că, pe lîngă faze se schimbă și amplitudinile tensiunilor componente. De aceea, în fig. 11.16 s-au reprezentat variațiile reale ale tensiunilor din diferite puncte ale discriminatorului, în funcție de deviația de frecvență față de f_0.

Se observă variația în formă de S a tensiunii de ieșire (U_{CD}), în funcție de frecvență, caracteristică tuturor discriminatoarelor pentru oscilații modulate în frecvență.

În fig. 11.17 s-a reprezentat caracteristica în S reală a discriminatorului. Cu ajutorul ei se poate determina forma semnalului demodulat dacă se cunoaște variația frecvenței oscilației purtătoare de sunet. Dacă frecvența centrală a oscilației *MF* cu un semnal sinusoidal coincide cu punctul de anulare a tensiunii de pe curba în S și deviația de frecvență este redusă, la ieșirea discriminatorului se obține semnalul de *AF* nedistorsionat. Dacă frecvența purtă-

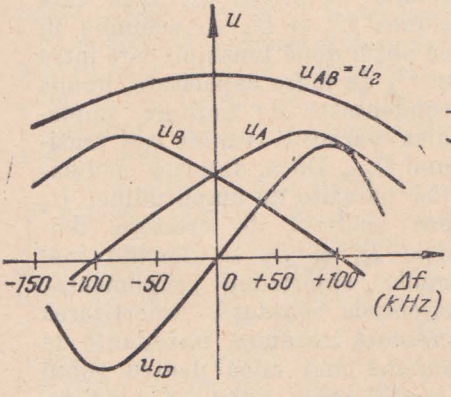


Fig. 11.16. Variația tensiunilor discriminatorului în funcție de deviația de frecvență.

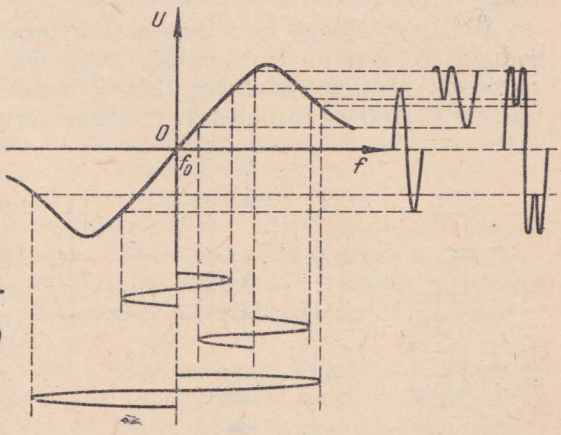


Fig. 11.17. Forma tensiunii de AF pentru diferite semnale cu MF.

toare este deplasată față de porțiunea liniară a curbei, cuprinsă între cele două vîrfuri, tensiunea demodulată este puternic distorsionată.

Același lucru se întîmplă și dacă deviația de frecvență este mai mare decît distanța dintre cele două vîrfuri.

Principalul dezavantaj al acestui discriminator este sensibilitatea sa față de modulația în amplitudine a purtătoarei. Într-adevăr, din diagramele vectoriale din fig. 11.15 se observă că tensiunile U_A și U_B sînt proporționale cu U_1 și U_2, acestea din urmă fiind determinate de amplitudinea frecvenței purtătoare. Deci, dacă purtătoarea este modulată parazit în amplitudine, semnalul util de la ieșirea discriminatorului va fi perturbat. Pentru funcționarea corectă, discriminatorul de fază trebuie precedat de un etaj limitator de bună calitate. Dar un bun limitator necesită la intrare un semnal de frecvență intermediară de amplitudine mare. Ar fi utilă realizarea unui circuit care să asigure singur funcția de limitare. Un asemenea circuit este discriminatorul de raport care, de fapt, este o variantă a discriminatorului de fază. Proprietarea de limitare la acest discriminator se obține prin conectarea diodelor de așa manieră, încît, pe lîngă funcția de detecție, să efectueze și o limitare în amplitudine a semnelor, conform schemei din fig. 11.3.

Transformatorul de frecvență intermediară a discriminatorului de raport are trei înfășurări (fig. 11.18). Primarul și unul din bobinajele secundare se acordează cu ajutorul capacităților C_1 și C_2 pe frecvența purtătoare de frecvență intermediară. Înfășurarea L_3 se realizează avînd un cuplaj foarte strîns cu înfășurarea primară. La rezonanță tensiunea U_2 este în fază cu tensiunea U_1. Tensiunea U_3 de la bornele bobinei L_3, este defazată cu 90° față de U_1, defazaj care nu depinde de frecvență. Astfel, tensiunea punctului A față de masă se compune din jumătatea tensiunii U_2, la care se adaugă vectorial tensiunea U_3 (din punctul de vedere al frecvenței intermediare condensatorul C_6 reprezintă scurtcircuit).

Astfel, se ajunge la o diagramă a tensiunilor, ca în fig. 11.15, în care tensiunea U_1' este înlocuită cu U_3. Deci, tensiunea U_A și U_B se schimbă în funcție de valoarea frecvenței. Prin detecție se obțin două tensiuni, care între punctele C și D se însumează. Condensatorul C_5 de mare capacitate, numit condensator de limitare, împiedică variațiile rapide ale tensiunii U_{CD}. Dacă, datorită modulației parazite de amplitudine, U_1 are tendință de creștere, diodele D_1 și D_2 se deschid mai mult, amortizînd suplimentar circuitele acordate. Amortizarea crescută înseamnă impedanță de sarcină mai mică pentru tubul amplificator, astfel că tendința de creștere a amplitudinii este compensată prin scăderea ampli-

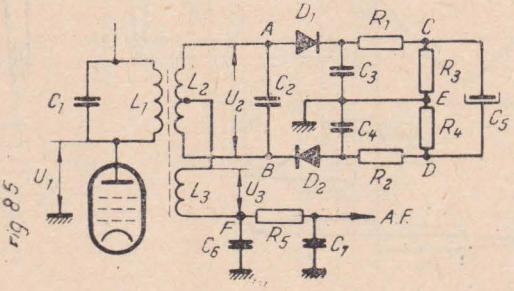


Fig. 11.18. Schema de principiu a discriminatorului de raport.

Arhiva digitala SaDAng

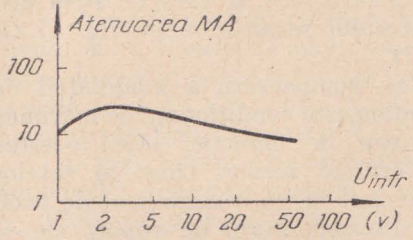


Fig. 11.19. Caracteristica de atenuare a MA a unui discriminator de raport.

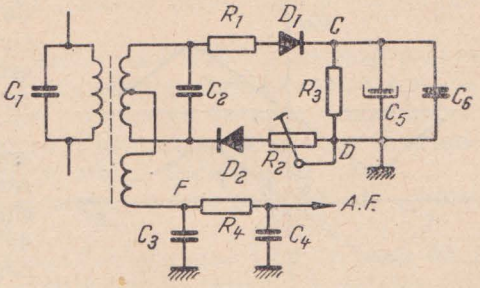


Fig. 11.20. Discriminatorul de raport asimetric.

ficării etajului. Un mare avantaj al acestui circuit este că, spre deosebire de limitatorul cu pentodă sau cu tranzistor, efectul de limitare începe de la semnale de *FI* de amplitudine foarte mică.

Pragul de limitare nu este legat de vreo tensiune fixă de polarizare, tensiunea condesatorului C_5 stabilindu-se în funcție de amplitudinea medie a semnalului. În fig. 11.19 se prezintă variația atenuării modulației de amplitudine în funcție de semnalul de intrare de frecvență intermediară. Atenuarea figurată pe ordonată reprezintă raportul dintre tensiunile de audiofrecvență, care se obțin în cazul modulării purtătoarei în frecvență (cu o deviație de ± 50 kHz) și în amplitudine (cu un grad de modulație de 30%).

Deși suma celor două tensiuni detectate este constantă, cele două tensiuni componente, U_{CE} și U_{DE} sînt proporționale cu U_A, respectiv U_B, și depind de frecvență. Astfel, tensiunea punctului E oscilează la ritmul tensiunii modulatoare între potențialele punctelor C și D. Tensiunea de AF se poate culege între masă și oricare dintre punctele C și D. În practică se preferă ca această tensiune să se ia de la capătul înfășurării L_3, ceea ce este posibil pentru că reactanțele bobinelor L_3 și L_2 sînt neglijabile în domeniul frecvențelor audio. Grupul R_5C_7 formează un filtru trece-jos pentru îndepărtarea oscilațiilor de *FI* și, în același timp, efectuează dezaccentuarea frecvențelor audio înalte.

În practică se mai utilizează și o variantă simplificată a discriminatorului de raport, numit — în mod curent — discriminator asimetric de raport (fig. 11.20). La acest discriminator, la masă se conectează unul din capetele condesatorului de limitare C_5, iar condesatoarele de direcție lipsesc, rolul lor fiind îndeplinit de condensatorul C_3.

Rezistențele R_3 și R_4 de la discriminatorul simetric se contopesc într-una singură. Din această cauză, caracteristica tensiunii de ieșire în funcție de frecvența semnalului este formată din curba în S a discriminatorului simetric (în fig. 11.21, curba *I*), la care se adaugă jumătate din tensiunea condensatorului de limitare. Dacă caracteristica discriminatorului se determină printr-o măsurare dinamică, atunci tensiunea la bornele condensatorului

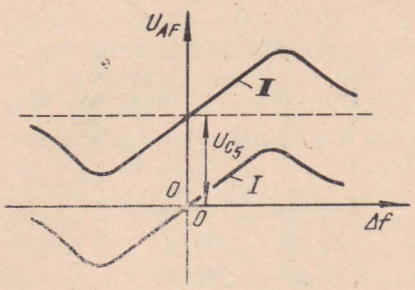


Fig. 11.21. Caracteristica reală a discriminatorului de raport:
I — discriminator simetric; *II* — discriminator asimetric.

de limitare rămîne practic constantă în timpul măsurătorii și caracteristica discriminatorului rezultă ca în fig. 11.21, curba *II*.

Buna compensare a modulației de amplitudine este condiționată de mărimea rezistențelor de detecție. Dacă acestea sînt de ordinul zecilor, chiar al sutelor de kiloohomi la discriminatorul de fază, pentru discriminatorul de raport ele se aleg de 1 — 5 kΩ. La valori atît de mici, rezistența de intrare a detectorului — deci rezistența de amortizare — depinde într-o mai mare măsură de tensiunea aplicată diodelor. La discriminatoarele de calitate rezistențele de detecție R_1 și R_2 sînt adesea semireglabile, pentru a permite stabilirea experimentală compensării optime a modulației de amplitudine.

Cu toată compensarea modelației parazite de amplitudine, pe care o produce discriminatorul de raport, etajul limitator nu poate fi complet înlăturat, dar pe de o parte el poate fi de calitate mult mai slabă decît în cazul discriminatorului de fază, asigurînd astfel amplificare mai ridicată, iar pe de alta, în cazul semnalelor mici, cînd limitatorul încă nu elimină modulația de amplitudine, discriminatorul de raport asigură o funcționare satisfăcătoare.

Din cele arătate reiese că discriminatoarele trebuie astfel reglate, încît caracteristica în S să îndeplinească următoarele condiții:

— mijlocul curbei (tensiunea zero) să coincidă cu frecvența purtătoare de sunet (6,5 MHz);

— porțiunea de curbă dintre cele două vîrfuri să fie cît mai liniară și simetrică, pentru a nu distorsiona semnalele de audiofrecvență; vîrfurile să fie egale ca amplitudine și așezate simetric față de frecvența purtătoare;

— panta curbei să fie cît mai mare în regiunea dintre vîrfuri, pentru a asigura discriminatorului o cît mai bună sensibilitate.

Pe lîngă acestea, discriminatorul, împreună cu etajul limitator care îl precede, trebuie să asigure o cît mai bună eliminare a modulației parazite de amplitudine.

Pentru a satisface aceste cerințe, este necesar să se cunoască legăturile dintre diferitele reglaje și modificările pe care acestea le produc asupra caracteristicilor discriminatorului.

— Acordul circuitului secundar al discriminatorului influențează, în cea mai mare măsură, asupra frecvenței centrale a curbei în S; influența lui asupra pantei curbei este neglijabilă.

— Acordul circuitului primar determină, în special, panta curbei și, într-o oarecare măsură, simetria ei.

— Indentitatea grupurilor de detecție C_4R_1 și C_5R_2 ale discriminatorului de fază (fig. 11.14), sau egalitatea rezistențelor R_1 și R_4 ale discriminatorului

Arhiva digitala SaDAng

de raport simetric (fig. 11.18) determină simetria caracteristicilor discriminatorului.

— Coeficientul de cuplaj dintre primar și secundar influențează asupra atenuării modulației de amplitudine de către discriminatorul de raport. Coeficientul de cuplaj poate fi schimbat atît prin modificarea distanței dintre inductanțele L_1 și L_2, cît și prin reglarea valorii rezistențelor R_1 și R_2 la discriminatorul simetric, respectiv R_2, la discriminatorul asimetric de raport.

În mod curent, reglarea discriminatoarelor se face prin metoda „punct cu punct", sau prin metoda dinamică.

Reglajul prin metoda „punct cu punct" se efectuează cu ajutorul unui generator de semnale standard și a unui voltmetru electronic. La reglarea discriminatorului de fază, generatorul de semnale standard se conectează la intrarea ultimului etaj amplificator—limitator de FI sunet. Semnalele date de generator se vor regla la tensiunea maximă pe care o poate furniza generatorul (pentru a lucra în regiunea liniară a diodelor) și vor fi nemodulate. Pentru început, voltmetrul electronic se conectează între masă și punctul E (fig. 11.14). Frecvența generatorului se reglează pe frecvența purtătoare de sunet (6,5 MHz) și se rotește miezul bobinei L_1 pe maximul tensiunii indicată de voltmetru. Apoi se reglează miezul bobinei L_2, pentru a aduce zeroul curbei în S pe frecvența purtătoare, ceea ce se poate vedea cu ajutorul voltmetrului electronic conectat între masă și punctul C. Este de preferat ca la această măsurătoare scara voltmetrului să aibă zeroul la mijloc.

După această reglare grosieră a discriminatorului se trece la reglarea fină a lui. Se dezacordează generatorul cu ± 100 kHz și se verifică simetria indicațiilor voltmetrului. Dacă asimetria este mai mare de 10%, atunci se încearcă reglarea inductanței L_1 pînă cînd instrumentul indică aceeași tensiune la dezacordări egale în ambele sensuri în jurul purtătoarei. Se verifică apoi dacă zeroul curbei nu s-a deplasat și, dacă este necesar, se reglează bobina L_2. Apoi se verifică din nou simetria curbei și se repetă reglajele, pînă cînd simetria și centrarea curbei se obțin corespunzătoare.

Reglajul circuitelor discriminatorului de raport se face în mod asemănător. Inductanța primarului se acordează pe maximul citit cu ajutorul voltmetrului electronic conectat între masă și punctul C (fig. 11.18), iar zeroul curbei S se aduce cu inductanța L_2 pe frecvența purtătoare, voltmetrul fiind în punctul de ieșire de audiofrecvență. În cazul discriminatorului de raport asimetric, curba măsurată cu voltmetrul conectat la bornele condensatorului C_4 (fig. 11.20) nu trece prin zero. De aceea, este necesară crearea unui punct median artificial pe rezistența R_3, prin conectarea în paralel cu ea a două rezistențe egale, de 50—100 kΩ. Voltmetrul electronic se conectează între punctul comun al acestor două rezistențe și borna de ieșire a semnalelor de audiofrecvență. În continuare, reglajele se efectuează ca în cazul discriminatorului simetric.

Reglarea discriminatorului prin metoda dinamică se efectuează cu ajutorul vobuloscopului. Ieșirea vobuloscopului se conectează la intrarea etajului limitator (ultimul etaj amplificator) prin intermediul unui condensator de

1—2 nF. Intrarea de joasă frecvență a vobulatorului (fără detector) se conectează pentru toate cele trei scheme de discriminatoare în punctul de ieșire al tensiunii de audiofrecvență. Vobulatorul se reglează astfel, încît tensiunea de ieșire să fie maximă, deviația de frecvență, circa 1 MHz, iar frecvența centrală să fie egală cu frecvența intermediară sunet. Astfel, pe ecranul vobuloscopului trebuie să se obțină curba S, care se reglează conform celor arătate mai înainte.

Atenuarea modulației parazite de amplitudine de către discriminator se verifică conectînd la intrarea amplificatorului de FI sunet un generator de semnale standard acordat pe 6,5 MHz, care dă semnale modulate în amplitudine cu un grad de modulație de 30%. La borna de ieșire de audiofrecvență a discriminatorului se conectează un milivoltmetru de curent alternativ, care indică semnalul parazit. Se acționează apoi asupra coeficientului de cuplaj astfel, încît tensiunea perturbatoare să fie minimă.

11.4. AMPLIFICATORUL DE AUDIOFRECVENȚĂ

Amplificatorul de AF al televizoarelor este foarte asemănător cu amplificatorul de AF al radioreceptoarelor. El constă din două părți: preamplificatorul și amplificatorul de putere.

Preamplificatorul amplifică semnalele provenite de la discriminator la o mărime convenabilă atacului etajului final. Preamplificatorul cuprinde, de obicei, și circuitele de reglaj al volumului și a tonalității. Reglajul de tonalitate poate avea acțiune continuă (cu potențiometru) sau discontinuă (prin comutare). Reglajul de ton continuu acționează, în general, asupra sunetelor de frecvență înaltă, dar se utilizează și reglaje de ton cu acțiune separată la frecvențe joase și înalte. Reglajul discontinuu mai frecvent este cel destinat înlesnirii înțelegerii vorbei. La conectarea acestui reglaj, frecvențele de sub 800 Hz sînt atenuate progresiv, pentru a scoate în evidență spectrul consonantelor, care din cauza distorsiunilor canalului de transmisie sînt insuficient redate.

Amplificatorul de putere asigură puterea electrică necesară acționării difuzorului. La amplificatoarele audio cu tuburi, puterea de ieșire este, de obicei, de 2—3 W, la montajele cu tranzistoare fiind ceva mai mică (0,5—1 W).

Amplificatorul de putere al televizoarelor cu tuburi funcționează, de obicei, cu o pentodă finală în clasă A. Circuitele cu tranzistoare utilizează o pereche de tranzistoare, conectate într-o schemă de amplificare în contratimp în clasă AB sau B, ceea ce asigură un randament ridicat etajului (deci consum mai redus și posibilitatea utilizării unor tranzistoare de putere mai mică) și distorsiuni neliniare mai mici.

O deosebită importanță pentru redarea plăcută a sunetelor o are difuzorul. Acesta trebuie să fie de bandă largă, pentru ca să reproducă bine, atît sunetele grave, cît și pe cele acute. În televizoarele de calitate se prevăd mai multe difuzoare, dintre care unul pentru frecvențe medii și joase și altul

Arhiva digitala SaDAng

sau altele pentru frecvențele înalte, plasate în cutia aparatului în așa fel, încît redarea să fie bună, în special în direcția în care stau telespectatorii.

11.5. EXEMPLE DE ETAJE DE SUNET

Schema unui canal de sunet de construcție clasică se poate urmări în fig. 11.22.

Amplificatorul de FI este realizat cu două etaje, cel de-al doilea funcționînd ca amplificator limitator. Tensiunile de alimentare ale anodului și ecranului sînt coborîte (aproximativ 70 V), pentru a lărgi plaja de limitare în domeniul semnalelor mici. La ieșirea discriminatorului de raport, de construcție asimetrică, este conectat circuitul de dezaccentuare R_8C_{12}, urmat de reglajele de ton și de volum. Reglajul de ton $C_{14}R_9$ acționează numai asupra frecvențelor audio ridicate.

Amplificatorul de *AF* are două etaje, înglobate într-o buclă de reacție negativă. Condensatorul C_{18}, conectat în circuitul de reacție negativă, îmbunătățește redarea frecvențelor joase, prin aceea că micșorează gradul de reacție negativă la joasă frecvență. Rezistența R_{14} împiedică intrarea oscilației a pentodei finale la frecvențe înalte, iar condensatorul C_{17} șuntează componentele de frecvență intermediară ce ar putea ajunge la difuzor.

Un alt exemplu de canal de sunet, al unui televizor tranzistorizat, este reprezentat în fig. 11.23.

Semnalele de FI se obțin de la etajul de excitație al amplificatorului video. În circuitul de colector al primului etaj de amplificare de FI este conectat

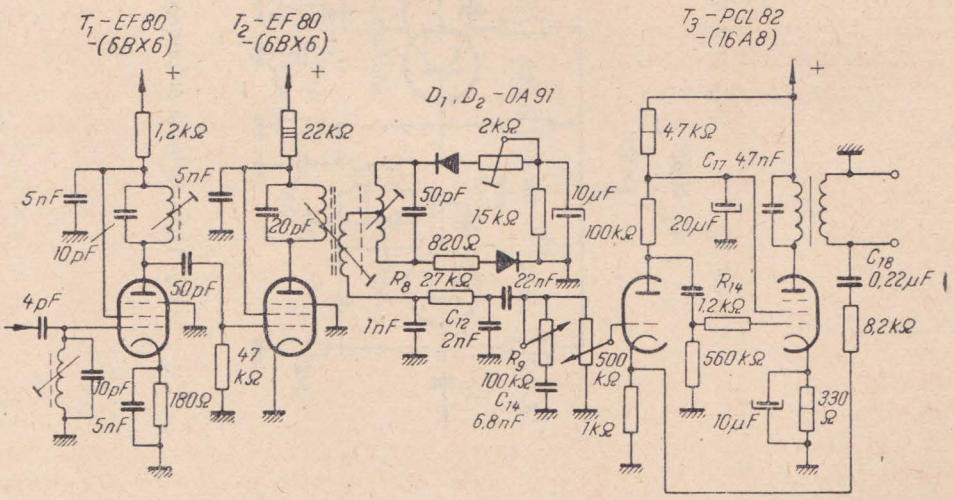


Fig. 11.22. Schema de principiu simplificată a canalului de sunet a televizorului VS59-663 Național.

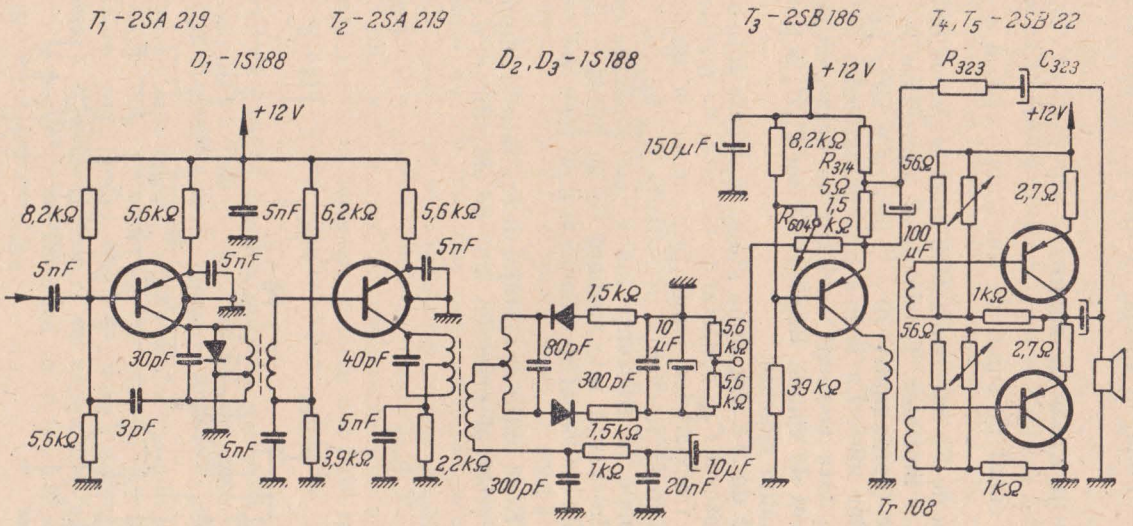


Fig. 11.23. Schema de principiu a canalului de sunet a televizorului Sanyo 9-TP 20.

Arhiva digitala SaD.Ang

un limitator cu diodă. Al doilea etaj de amplificare ajută la eliminarea perturbațiilor de amplitudine printr-o limitare prin anularea curentului de colector.

Amplificatorul de audiofrecvență cuprinde un etaj inversor, echipat cu tranzistorul T_3 și transformatorul inversor Tr_{108}, și etajul final în contratimp paralel, funcționînd cu tranzistoarele T_4 și T_5. Impedanța de ieșire foarte mică a amplificatorului contratimp-paralel permite conectarea difuzorului fără intermediul transformatorului de ieșire. Parametrii amplificatorului sînt ameliorați prin utilizarea unei reacții negative globale (R_{323}, C_{323}, R_{314}).

Potențiometrul de volum R_{604} este conectat, în mod neobișnuit, la emitorul tranzistorului T_3, fiind inclus în felul acesta în circuitul de reacție negativă.

CAPITOLUL 12

ALIMENTAREA TELEVIZOARELOR

Deşi televizoarele se alimentează pe baza acelorași principii utilizate şi la aparatura de radiorecepție, totuși, circuitele de alimentare ale televizoarelor sînt specifice. Deosebirile esențiale constau în circuitele de filtraj, determinate de funcționarea unui număr mai mare de etaje şi de puterile consumate mult mai mari. Astfel, pentru alimentarea anodică a televizoarelor cu tuburi este necesară o tensiune de 220—270 V, curentul absorbit ajungînd la 300—350 mA, ceea ce reprezintă o putere de circa 80 W. Puterea de încălzire a tuturor filamentelor este de aproximativ de 60 W. Pentru funcționarea anumitor etaje este necesară și o tensiune de negativare de ordinul 11—25 V, la curent absorbit de 1—2 mA. Luînd în considerare toate aceste consumuri, puterea totală de alimentare a unui televizor se ridică la 150—180 W.

Din cauza puterii absorbite mari, televizoarele cu tuburi se alimentează, cu rare excepții, de la rețeaua de energie electrică de curent alternativ.

Televizoarele cu tranzistoare au consumuri mai mici (40—70 W). Aceasta se explică prin lipsa circuitelor de încălzire, prin randamentul mai ridicat al tuturor etajelor și, în special, a celor de putere și, în general, prin utilizarea tuburilor cinescop cu ecran mai mic, care necesită puteri de deflexie mai reduse. Televizoarele cu tranzistoare se alimentează, fie de la rețeaua de curent alternativ, fie de la o baterie de acumulatoare, înglobată în aparat, sau exterioară (de la automobil). Tensiunea bateriei interioare este de 12 V şi asigură o funcționare de 2—3 ore. De obicei, acest acumulator lucrează în regim tampon, alimentatorul permițînd încărcarea lui atunci cînd televizorul este conectat la rețea.

12 1. ALIMENTAREA TELEVIZOARELOR ECHIPATE CU TUBURI

În majoritatea televizoarelor moderne, tensiunea necesară alimentării anodice se obține prin redresarea tensiunii de rețea sau a tensiunii obținute din secundarul unui transformator, cu ajutorul unor diode semiconductoare.

Arhiva digitala SaDAng

În ultimul timp s-au răspîndit foarte mult diodele cu siliciu, a căror utilizare ca elemente redresoare este deosebit de avantajoasă. Diodele cu siliciu au rezistențe de conducție foarte mici (sub 1 Ω) și rezistențe inverse destul de mari. Datorită rezistenței de conducție mici, randamentul acestor diode este foarte apropiat de unitate (peste 99%), ceea ce face posibilă obținerea unei puteri redresate de circa 80 W, cu ajutorul unei diode cu siliciu avînd o putere de disipație de numai 500 mW. Un alt avantaj al diodelor cu siliciu este buna lor stabilitate termică. Dacă diodele cu germaniu funcționează numai la temperaturi ale joncțiunii mai mici de + 80 — 100°C, ceea ce se realizează la temperaturi ale mediului înconjurător de 50—60°C, diodele cu siliciu funcționează curent în medii a căror temperatură este de 100°C, temperatura joncțiunii putînd atinge +200°C. Datorită perfecționării tehnologiei de fabricație, s-au realizat suficiente tipuri de diode cu tensiuni inverse mari (600—1 200 V), care pot furniza tensiuni redresate de 250—300 V, fără a fi necesară conectarea mai multor diode în serie. În fine, diodele cu siliciu sînt avantajoase, și din punctul de vedere al volumului redus, al robustеții mecanice și a lipsei circuitului de filament.

Tabelul 12.1

Tipul diodei	U_{imax} V	I_{do} A	I_{dimp} A
BY103	1 250	0,4	5
BY114	650	0,45	55
OA 210	600	0,5	5
OA 214	900	0,5	5

Pentru fixarea ideilor, în tabelul 12.1 se dau caracteristicile mai importante ale unor diode redresoare cu siliciu utilizate pentru alimentarea televizoarelor.

Alimentarea redresoarelor, indiferent dacă sînt echipate cu diode semiconductoare sau cu tuburi, se poate face direct de la rețeaua de curent alternativ sau prin intermediul unui transformator.

În cazul alimentării prin transformator, este posibilă realizarea simplă a schemelor de redresare de dublă alternanță. Se utilizează, fie montajul cu două diode și înfășurarea dublă la transformator (fig. 12.1, *a*), fie în punte, cu patru diode, pentru care transformatorul este ceva mai simplu (fig. 12.1, *b*). În schema de redresare diodele sînt solicitate la o tensiune inversă, egală cu dublul tensiunii redresate în gol, iar curentul mediu Id_o prin fiecare diodă este jumătate din curentul redresat total. Conectate în montaj în punte, diodele redresoare sînt parcurse de același curent mediu, dar tensiunea inversă scade la jumătate, ea fiind suportată de cîte două diode blocate.

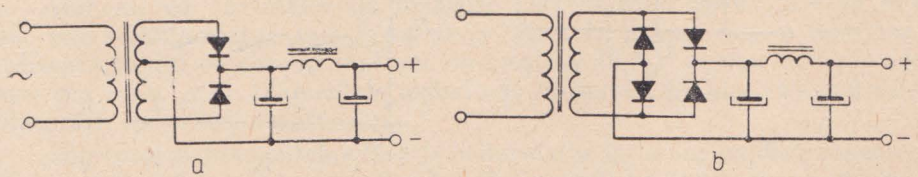


Fig. 12.1. Circuit de alimentare anodică cu transformator:
a — cu redresor bialternanță; *b* — cu redresor în punte.

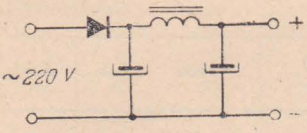


Fig. 12.2. Circuit de alimentare fără transformator, cu redresor de simplă alternanță.

Avantajele principale ale alimentării cu transformator de rețea sînt : izolarea completă a șasiului de rețeaua de alimentare și posibilitatea de a dispune de tensiuni anodice mai mari decît tensiunea rețelei. Aceste avantaje pot fi justificate numai la televizoarele de calitate ridicată, la celelalte televizoare precumpănind dezavantajele : preț de cost ridicat, greutate și volum mare. În aceste cazuri se evită folosirea transformatorului de rețea, prin conectarea unui circuit de redresare monoalternantă direct la rețea (fig. 12.2).

În acest montaj tensiunea redresată este cu circa 20% mai mare decît valoarea eficace a tensiunii alternative de la intrare. Aceasta înseamnă că o tensiune continuă de 260—280 V se poate obține prin redresarea tensiunii de rețea de 220 V. Dacă tensiunea rețelei este mai mică (110—127 V), se utilizează un montaj de redresare cu dublare de tensiune (fig. 12.3), a cărui funcționare este următoarea : în timpul semialternanțelor negative dioda D_1 conduce și încarcă condensatorul C_1 la o tensiune apropiată de tensiunea de vîrf a rețelei. În timpul vîrfurilor semialternanțelor pozitive, diodei D_2 i se aplică o tensiune egală cu aproximativ dublul tensiunii de vîrf a rețelei și dioda deschizîndu-se încarcă condensatorul C_2 la o tensiune apropiată de această valoare. În acest montaj diodele suportă o tensiune inversă egală cu dublul tensiunii de vîrf a rețelei și un curent mediu egal cu curentul redresat. Datorită încărcării condensatorului de filtraj C_2, o singură dată în decursul unei perioade a tensiunii de rețea, tensiunea redresată are pulsații

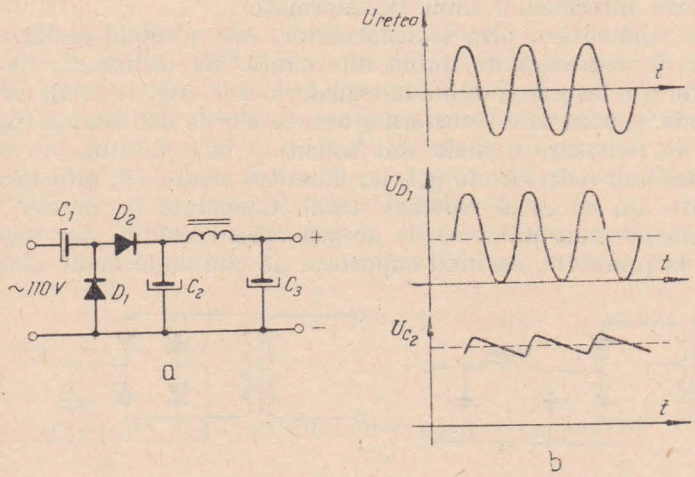


Fig. 12.3. Circuit de alimentare cu dublare de tensiune.
a — schema de principiu; *b* — diagramele tensiunii.

Arhiva digitala SaDAng

puternice, pentru a căror netezire este necesară o valoare mare a capacității (100 μF).

La schemele de redresare fără transformator, echipate cu diode cu siliciu, în serie cu dioda se conectează o rezistență de cîțiva ohmi. Rolul acestei rezistențe este de a limita vîrfurile de curent prin diodă. Din cauza rezistenței de conducție foarte mici a diodelor, vîrfurile de curent pot lua valori foarte mari, în special în momentul conectării aparatului la rețea. În acest moment, condensatorul de filtraj fiind complet descărcat, diodei i se aplică întreaga tensiune de vîrf a rețelei, ceea ce generează un curent foarte intens. De aceea, pentru a evita arderea joncțiunii, în serie cu dioda se conectează o rezistență de limitare.

Adesea, în derivație cu diodele redresoare se conectează cîte un condensator de 1—10 nF pentru micșorarea perturbațiilor produse de diode, datorită funcționării lor în regim de impulsuri de mare amplitudine. Dacă redresorul are mai multe diode conectate în serie, atunci condensatoarele în paralel cu diodele mai au și un alt rol, și anume, acela de a egaliza tensiunile inverse pe diode. Dacă, din cauza neidentității perfecte a diodelor, una dintre ele se blochează cu puțin înaintea celorlalte, atunci această diodă preia întreaga tensiune inversă. Prin conectarea condensatoarelor, timpii de blocare a diodelor se egalizează și supratensionarea lor se evită.

Filtrajul tensiunii redresate se asigură cu ajutorul unor celule *LC* sau *RC*. Filtrajul cu inductanță prezintă avantajul pierderilor de tensiune mai mici, dar este mai scump. Prin utilizarea condensatoarelor de mare capacitate se creează posibilitatea înlocuirii inductanței de filtraj prin rezistențe. Un bun filtraj al tensiunii anodice se impune nu numai din punctul de vedere al reducerii pulsației date de tensiunea de rețea. În televizor se utilizează circuite cu funcțiuni foarte diferite. Astfel, etajul final de baleiaj cadre absoarbe un curent variabil, cu frecvența de 50 Hz, care, dacă nu este bine filtrat și ajunge la etajul final al baleiajului orizontal, poate produce o modulare a dimensiunilor liniilor; sau, dacă variațiile tensiunii de alimentare a etajului final de sunet se aplică amplificatorului de videofrecvență sau frecvență intermediară imagine-sunet, se produce efectul de „sunet pe imagine", manifestat prin apariția unor dungi orizontale suprapuse pe imagine, dungi care vibrează și ritmul programului sonor însoțitor. Pentru evitarea tuturor cuplajelor parazite ce pot fi date de circuitele de alimentare, grupurile de etaje cu funcțiuni diferite se conectează la circuite separate de filtraj.

Alimentarea circuitelor de încălzire ale tuburilor electronice se poate face prin transformator, sau direct de la rețea. În primul caz, în televizor se utilizează tuburi cu aceeași tensiune de încălzire (6,3 V pentru tuburile europene din seria „E"), filamentele legîndu-se în paralel pe una sau mai multe înfășurări ale transformatorului.

Alimentarea filamentelor fără transformator de rețea implică conectarea lor în serie, astfel ca suma tensiunilor să fie egală cu tensiunea de rețea. În vederea alimentării de la rețea, filamentele tuburilor din seria europeană „P" au fost astfel proiectate, încît să se poată conecta în serie fără dificultăți.

La aceste tuburi se păstrează constant curentul de încălzire (300 mA), iar tensiunea variază în funcție de puterea necesară încălzirii catodului. Dacă prin conectarea în serie a filamentelor se obține o tensiune mai mică decît cea de rețea, în serie cu filamentele se introduce o rezistență de balast. Dacă tensiunea lor este mai mare decît tensiunea rețelei, filamentele se grupează în două coloane. Deoarece filamentele reci au o rezistență mai mică decît atunci cînd sînt încălzite, în momentul conectării la rețea curentul absorbit este mai mare decît cel nominal. Faptul este supărător, pentru că duce la o uzură prematură a tuburilor. Șocul de curent de pornire se evită prin conectarea în serie cu filamentele unui termistor.

Rezistența termistorului este mare la rece și scade pe măsura încălzirii lui. Termistorul avînd dimensiunile unei rezistențe de circa 1 W, încălzirea ei se face într-un timp suficient de lung, pentru a proteja tuburile. Conectarea termistorului are însă dezavantajul creșterii duratei de încălzire a filamentelor, care este și așa destul de mare, în special la dioda de recuperare.

Întrucît prin redresorul de tensiune anodică una din bornele rețelei este conectată la șasiul televizorului, la stabilirea ordinei conectării în serie a filamentelor trebuie avută în vedere tensiunea catod-filament a fiecărui tub. Din cauza tensiunii filament-catod ridicată, unele etaje mai sensibile pot capta o tensiune parazită de rețea. În general, se conectează în apropierea capătului de la șasiu filamentele următoarelor tuburi: cinescopul, amplificatorul de audiofrecvență și etajele de frecvență intermediară sunet, amplificatorul video, tubul de deflexie de cadre, tuburile etajelor de UIF și FIF.

Pentru buna funcționare a amplificatoarelor de frecvență intermediară și de ultraînaltă frecvență este necesară evitarea tuturor cuplajelor parazite dintre etaje. Din cauza capacităților filament-catod ale tuburilor, există posibilitatea apariției reacției prin circuitele de încălzire. Pentru a evita reacția, între filamentele tuburilor amplificatoare se introduc circuite de decuplare. Ele pot fi simple, compuse din cîte un condensator de 1—3 nF, sau formate din celule *LC* de filtru trece-jos (fig. 12.4, *a* și *b*).

Tensiunea de negativare necesară în unele televizoare se obține în mai multe feluri. Dacă televizorul are transformator de rețea, se prevede o înfășurare suplimentară și un redresor, de obicei, monoalternanță. Avantajul acestei soluții constă în independența negativării față de funcționarea diferitelor etaje ale televizorului. O altă posibilitate o oferă etajul final al bobinajului de linii, în grila căruia în timpul funcționării apare o negativare de 25—30 V. La utilizarea acestei tensiuni trebuie însă avut în vedere să nu se depășească un consum de cîteva zecimi de miliamper, pentru a nu perturba liniaritatea pe orizontală a imaginii. Cu cît consumul din circuitul de grilă al etajului final este mai

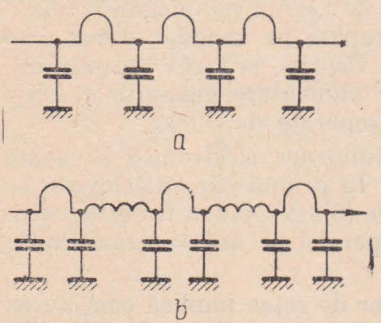


Fig. 12.4. Circuite de filtraj pentru filamente:
a — cu condensatoare; *b* — cu celule *LC*.

Arhiva digitala SaDAng

mare, cu atît curentul de grilă prin care se produce negativarea devine mai intens. Acest curent aplatisează spre sfîrșitul cursei directe a baleiajului forma tensiunii în dinte de ferăstrău, de atac al etajului final.

În televizor sînt și unele etaje care necesită tensiuni de alimentare mai mari de 300 V. Acestea se alimentează, de regulă, de la etajul final de deflexie orizontală. Tensiunea de accelerare de 14—18 kV a cinescopului se obține prin redresarea pulsurilor de tensiune ce apar în autotransformatorul de linii (v. cap. 8), iar tensiunea condensatorului de recuperare se aplică electrozilor de focalizare ai cinescopului și etajului oscilator de cadre.

Cordonul de rețea al televizorului se conectează la intrarea circuitelor de alimentare prin intermediul unor filtre *LC*, formate din capacități de 0,01—1 μF și inductanțe de pînă la 100 mH. Aceste filtre au rolul de a împiedica pătrunderea perturbațiilor din rețea în receptor și trecerea armonicilor oscilatorului de linii din televizor în rețea, perturbînd recepția posturilor de radiodifuziune de unde medii și lungi.

12.2. ALIMENTAREA TELEVIZOARELOR CU TRANZISTOARE

Alimentarea televizoarelor cu tranzistoare este mai simplă decît a celor cu tuburi, atît din cauza lipsei circuitelor de încălzire, cît și a puterii consumate mai mici.

Alimentarea de la rețea se face prin intermediul unui transformator coborîtor și al unui redresor cu diode semiconductoare. Schema de redresare utilizată este bialternanță obișnuită sau în punte, pentru obținerea unei tensiuni cu pulsații cît mai reduse. Filtrajul tensiunii redresate se poate face prin celule *LC* de joasă impedanță (*C* mare, *L* mic), circuitele *RC* dînd naștere la căderi de tensiune prea mari. Condensatoarele de filtraj utilizate au capacități foarte mari, de 1 000—10 000 μF.

În locul celulei *LC* se poate utiliza un filtru cu tranzistor, avînd schema din fig. 12.5, *a*. Funcționarea acestui montaj se explică prin mărimile diferite ale rezistenței interne de colector în curent continuu și curent alternativ. Deoarece caracteristicile $i_c = f(u_c)$ ale tranzistorului pentru curent de bază constant sînt aproape paralele cu axa tensiunilor, variațiile tensiunii redresate, aplicată colectorului, determină variații mici ale curentului de colector (fig. 12.5, *b*). Rezistența de curent continuu a colectorului depinde de punctul mediu de funcționare, stabilit de curentul care trece prin rezistența R_1, de polarizare a bazei tranzistorului. Rezistența dinamică de colector produce același efect pe care l-ar da o inductanță de filtraj de 5—20 H. Condensatorul de la ieșirea filtrului este substituit prin capacitatea C_1, conectată în baza tranzistorului. Deoarece curentul de bază este a $1-\alpha$ parte a curentului de emitor (α fiind amplificarea de curent a tranzistorului în montaj cu baza comună), impedanța conectată în circuitul de bază va fi reprodusă în emitor, micșorată de $\frac{1}{1-\alpha}$ ori. Cu alte cuvinte, montajul se comportă ca și cum la

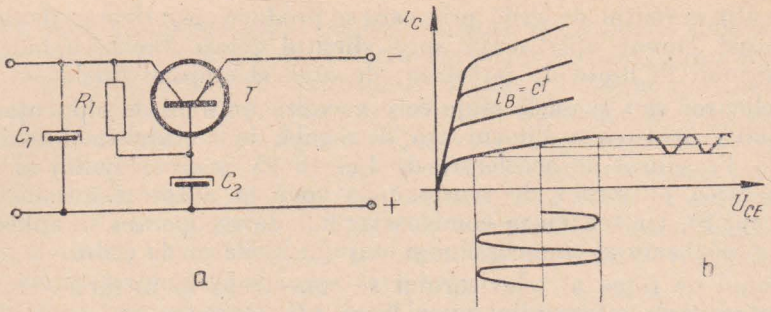


Fig. 12.5. Circuit de filtraj cu tranzistor:
a — schema de principiu; *b* — caracteristicile de colector ale tranzistoruului.

ieșire ar fi conectat un condensator cu capacitatea $\frac{C_2}{1-\alpha}$. Cum amplificarea de curent este foarte apropiată de unitate, capacitatea echivalentă din emitor este de 30—80 de ori mai mare decît capacitatea condensatorului C_1.

La majoritatea televizoarelor tensiunea de alimentare este stabilizată electric. Schema unui stabilizator de tensiune (fig. 12.6) cuprinde două etaje : unul de comparație și altul de execuție. Tranzistorul etajului de comparație T_1 compară tensiunea de referință a diodei Zener Z_1, aplicată pe emitor, cu tensiunea bazei, obținută prin divizarea tensiunii de ieșire de către rezistențele R_3 și R_4. Variațiile tensiunii de ieșire modifică tensiunea baza-emitor a tranzistorului T_1. Aceste variații sînt amplificate și aplicate pe bază tranzistorului T_2, mărind sau micșorînd rezistența de curent continuă a acestuia. Pentru înțelegerea mai clară, să considerăm că tensiunea de ieșire are tendința să crească. Atunci, tensiunea baza-emitor a tranzistorului T_1 crește, curentul de colector crește și micșorează tensiunea de colector. Micșorarea tensiunii de colector a tranzistorului T_1 atrage după sine micșorarea tensiunii bazei și mărirea rezistenței interne de colector a tranzistorului T_2. Creșterea rezistenței interne determină mărirea tensiunii emitor-colector a tranzistorului T_2, ceea ce compensează tendința de creștere a tensiunii de la ieșire.

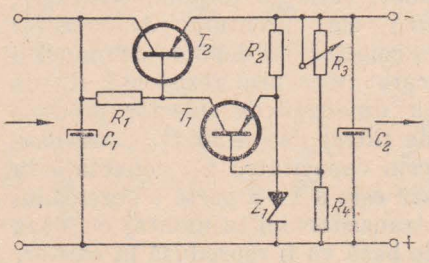


Fig. 12.6. Schema de principiu a stabilizatorului de tensiune cu tranzistoare.

Deoarece efectul de stabilizare se manifestă nu numai în raport cu variațiile lente ale tensiunii de ieșire, ci și față de cele rapide, stabilizatorul elimină, în mare măsură, pulsațiile tensiunii redresate, fără a mai fi necesară utilizarea unei inductanțe de filtraj. Rezistența dinamică a diodei de referință este destul de mică și efectul ei se poate echivala cu al unui condensator de 50—200 μF. Dacă în locul

Arhiva digitala SaDAng

celor două tranzistoare din fig. 12.6 se consideră un tranzistor echivalent, se constată că montajul este asemănător cu schema din fig. 12.5. Cu toate acestea, la ieșirea stabilizatoarelor se conectează, de obicei, un condensator de filtraj C_2, care este necesar pentru a îmbunătăți filtrajul tensiunii de ieșire în raport cu variațiile rapide. Tranzistorul de putere T_2, folosit în stabilizatoare, este, de obicei, de mare putere, cu frecvența limită coborîtă, din care cauză curentul său de colector nu poate fi acționat suficient de rapid. Tensiunile de alimentare a etajului final video și a circuitelor de focalizare ale cinescopului se iau de obicei de la transformatorul de ieșire linii, prin redresarea pulsurilor de tensiune ce apar în timpul curselor directe. Aceasta deoarece consumul etajului final video este destul de mare (30—40 mA) și factorul de umplere al impulsurilor de pe cursa inversă este prea mic. Dacă televizorul este de tip staționar, alimentat numai de la rețeaua de curent alternativ, atunci aceste tensiuni se obțin prin conectarea unor redresoare monoalternanță la înfășurări separate ale transformatorului de rețea.

Tensiunea de accelerare pentru cinescop se produce, ca și la televizoarele cu tuburi, prin redresarea tensiunii de la bornele înfășurării de înaltă tensiune a transformatorului de baleiaj orizontal (v. cap. 8).

12.3. EXEMPLE DE CIRCUITE DE ALIMENTARE

În fig. 12.7 se prezintă sistemul de alimentare al televizorului Național VS59-663, care nu cuprinde transformator de rețea. Tensiunea de rețea trece mai întîi printr-un filtru, pentru eliminarea perturbațiilor, apoi alimentează circuitele de filament, și redresorul de tensiune anodică. Pentru o tensiune de rețea de 220 V redresorul funcționează cu două diode cu siliciu, conectate în serie. Condensatoarele din paralel cu diodele micșorează perturbațiile produse de acestea și egalizează tensiunile inverse pe diode. Tensiunea anodică se filtrează cu ajutorul unui circuit *LC* și două grupuri separatoare *RC*. Filamentele tuturor tuburilor se conectează în serie. Între filamentele etajelor de amplificare de frecvență intermediară sînt intercalate circuite de filtraj formate din celule *LC*.

La trecerea pe alimentarea de la rețeaua de 110 V (fig. 12.7, *b*), redresorul de tensiune anodică se transformă în dublor de tensiune, prin conectarea unei diode la masă. Filamentele se regrupează în două circuite, legate în paralel.

Circuitul de alimentare al televizorului cu tranzistoare portabile Sharp 12-Q-2 (fig. 12.8) cuprinde transformatorul de rețea, redresorul și stabilizatorul de tensiune. Transformatorul de rețea se poate conecta la tensiunea de 110 sau 220 V, trecerea de la o tensiune la alta făcîndu-se cu ajutorul unui circuit automat, în momentul conectării la rețea. Pentru simplitate, stabilizatorul nu are dioda Zener ca sursă de tensiune de referință. Din acest motiv, el stabilizează tensiunea numai în raport cu variațiile curentului absorbit, nu și față de eventualele oscilații ale tensiunii de rețea.

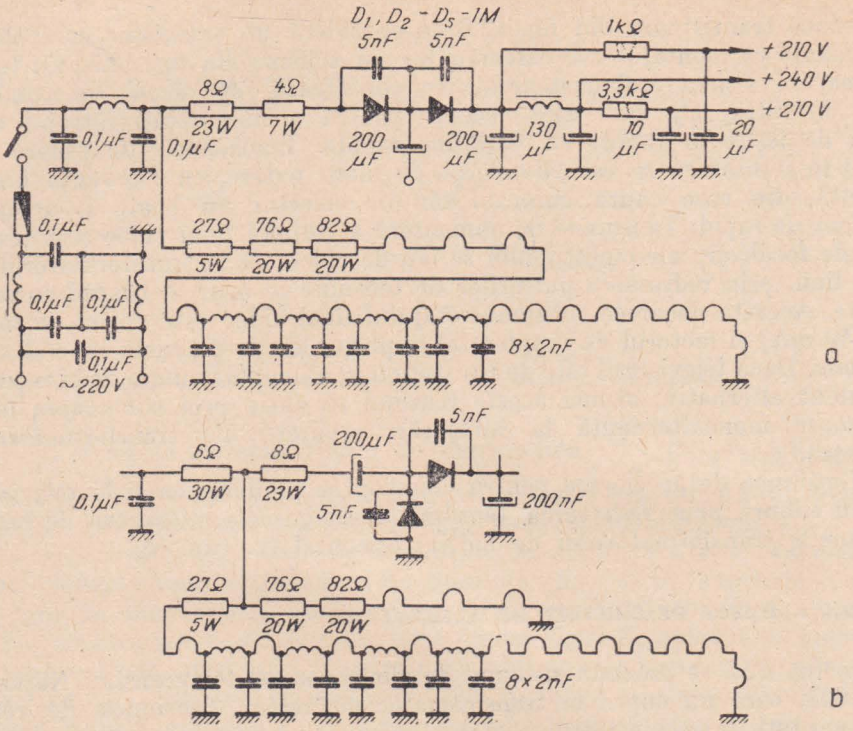


Fig. 12.7. Sistemul de alimentare al televizorului VS59-663 National: *a* — la conectarea la 220 V; *b* — schimbările pentru conectarea la rețeaua de 110 V.

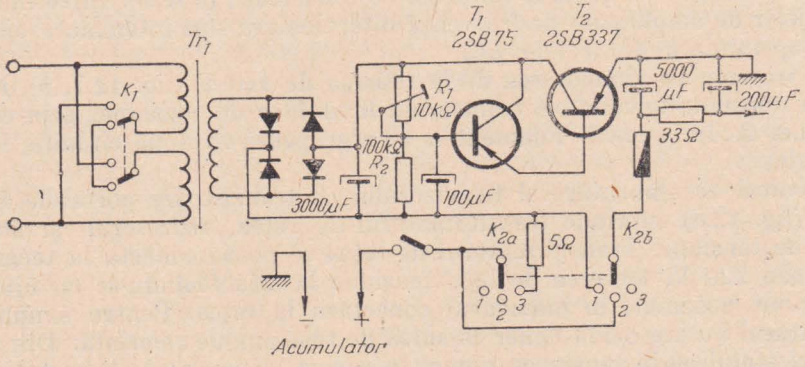


Fig. 12.8. Sistemul de alimentare al televizorului Sharp 12T-Q-2.

Arhiva digitala SaDAng

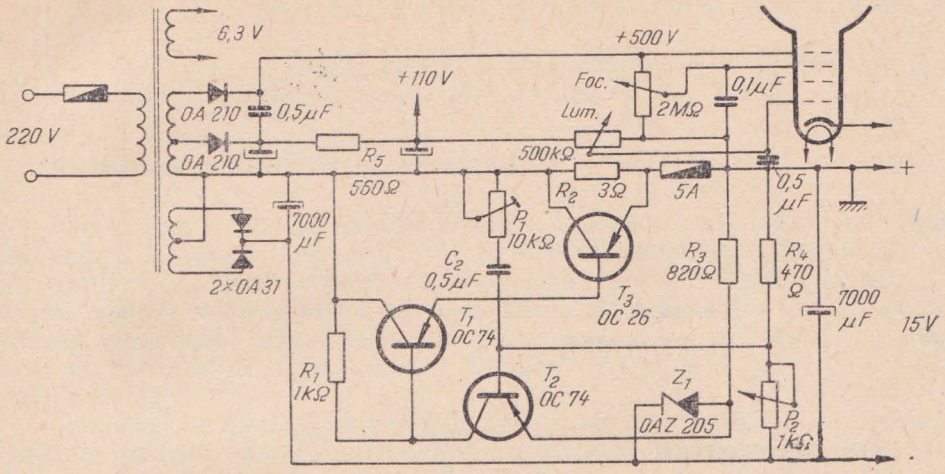


Fig. 12.9. Sistem de alimentare de la rețea al unui televizor cu tranzistoare.

Tranzistorul T_1 funcționează ca amplificator de curent în montaj de repetor pe emitor; de aceea, diferența de tensiune între baza tranzistorului T_1 și emitorul lui T_2 este mai mică de 1 V, ceea ce menține tensiunea de ieșire la o valoare apropiată de tensiunea divizată de rezistențele R_1 și R_2. Tensiunea de ieșire se reglează cu ajutorul rezistenței R_1 la 12 V.

Comutatorul K_2 permite trecerea funcționării de la rețea (poziția *1*) la alimentare de la o baterie de 12 V din exterior (poziția *2*). Pe poziția *3* bateria poate fi încărcată prin redresorul conectat la rețea.

Un alt sistem de alimentare numai de la rețea pentru televizor staționar cu tranzistoare este prezent în fig. 12.9. Diferitele tensiuni de alimentare se obțin de la transformatorul de rețea. O înfășurare de 6,3 V alimentează filamentul tubului cinescop. O a doua, de 80 V, furnizează după redresare și filtrare, tensiunea de circa 110 V pentru alimentarea etajului final de video-frecvență. Continuarea de 250 V a înfășurării de 80 V alimentează redresorul pentru circuitele de focalizare. Un al patrulea bobinaj, de 2 × 17 V atacă redresorul pentru alimentarea stabilizată.

Tensiunea de referință de 7,5 este produsă de dioda Zener OAZ205, alimentată prin rezistența R_3 de la ieșirea stabilizatorului. Fluctuațiile tensiunii de ieșire sînt amplificate de tranzistorul T_1, apoi aplicate repetorului pe emitor T_2, care comandă curentul de bază al tranzistorului T_3. Rezistența R_2, conectată în paralel cu tranzistorul de execuție T_3, preia o parte din curent, micșorînd astfel puterea disipată de tranzistor. Circuitul P_1C_2 aduce o parte din tensiunea pulsatorie de la ieșirea redresorului la baza tranzistorului T_1. În acest fel se compensează, într-o mare măsură, tensiunea parazită de la ieșire. Tensiunea de ieșire se reglează cu ajutorul potențiometrului P_2 la 15 V.

CAPITOLUL 13

REGLAJE AUTOMATE

13.1. GENERALITĂȚI

Stabilirea unei imagini optime și a unui sunet optim în timpul recepției unei emisiuni de televiziune este condiționată de existența a numeroase organe de comandă și reglare, dintre care cele mai multe stau la dispoziția telespectatorului spre a fi reglate. Cu cît numărul organelor de comandă și reglaj accesibile telespectatorilor este mai mare, cu atît va crește și posibilitatea dereglării televizorului, creîndu-se astfel defecțiuni fictive, care după o repetare a lor se pot transforma în defecțiuni reale.

Avînd în vedere acest adevăr, constructorii de televizoare au căutat să reducă la minimul necesar organele accesibile.

În principiu, acestea pot fi reduse la următoarele:

— întrerupătorul pornit-oprit;
— comutatorul selectorului de canale de FIF și UIF;
— butonul de reglare a luminozității imaginii;
— butonul de reglare a contrastului imaginii;
— butonul de reglare a volumului sonor;
— butonul sau claviatura de reglare a tonului.

Mărirea gradului de automatizare a comenzilor receptorului de TV oferă, în primul rînd, stabilitatea calității optime a imaginii și sunetului în condiții foarte diferite de funcționare și, în al doilea rînd, o mare comoditate telespectatorului, căruia îi rămîn spre reglare un număr redus de organe de reglaj. Înzestrarea cu circuite de automatizare prezintă anumite dezavantaje, care nu sînt de neglijat, ca, de exemplu:

— creșterea numărului de piese radio active și pasive, precum și a celorlalte materiale, uneori de calitatea cea mai bună, pentru construcția dispozitivelor respective, conduce la mărirea prețului de cost al aparatului;

— utilizarea unui număr mărit de piese electronice, dintre care unele foarte sensibile din punctul de vedere al duratei de lucru, depinzînd de condițiile de funcționare, implică o scădere a siguranței de funcționare a între-

Arhiva digitala SaDAng

gului receptor TV, micșorînd în acest fel durata medie de funcționare a acestuia;

Din aceste motive, un grad maxim de automatizare se poate adopta numai în televizoarele care fac parte din clasa de lux.

13.2. REGLAJUL AUTOMAT AL AMPLIFICĂRII

Necesitatea RAA-ului este determinată de varietatea condițiilor în care este obligat să funcționeze receptorul de televiziune. Diversitatea condițiilor de recepționare a unui program de televiziune are o primă și importantă influență asupra valorii intensității semnalului de televiziune. Astfel amplitudinea semnalului, măsurată la bornele de antenă a unui televizor, poate varia de la valori de ordinul zecilor de microvolți pînă la valori de ordinul sutelor de milivolți.

Condițiile de propagare variabile, perturbațiile atmosferice temporare, reflexiile datorită unor corpuri zburătoare metalice, ca, de pildă, avioanele, puterea emițătorului recepționat și distanța față de acesta, reprezintă cele mai importante cauze de modificare a amplitudinii semnalului la bornele de antenă ale receptorului.

În cazul păstrării unei amplificări constante a întregului lanț de amplificare (antenă-catod cinescop) ar însemna că la fiecare variație a semnalului, la intrare să aibă loc o modificare a contrastului imaginii. Pentru un receptor multicanal, datorită variațiilor diferite de amplificare pe canale, chiar în condițiile recepționării unui semnal constant, contrastul imaginii va suferi modificări.

În concluzie, rolul dispozitivului de RAA constă în menținerea unui semnal de nivel constant la intrarea detectorului de VF. Eventuale modificări de contrast, dorite de telespectator, se pot efectua cu ajutorul organului de reglare al contrastului, plasat — de preferință — în etajele de VF.

Ca principiu, modul de acționare a RAA-ului este simplu : la o creștere a nivelului semnalului de televiziune la bornele de intrare ale detectorului de VF, dispozitivul de RAA furnizează o tensiune continuă, de polaritate negativă, proporțională, fie cu valoarea medie, fie cu valoarea de vîrf a semnalului, pe care o aplică apoi unor etaje din lanțul de amplificare, reducîndu-le amplificarea, reducînd în acest fel nivelul semnalului la valoarea dorită.

Alegerea etajelor, în scopul comandării lor de către tensiunea de RAA, nu poate fi făcută la întîmplare, ci trebuie avute în vedere următoarele cazuri :

— apariția unui raport semnal/zgomot defavorabil;

— apariția unui grad ridicat de intermodulație între purtătoarele de imagine și sunet.

Să explicăm, pe rînd, cele două cazuri nedorite.

Dacă tensiunea de comandă se aplică etajului amplificator de FIF, care este, de obicei, realizat în montaj cascodă, cînd nivelul semnalului de intrare este foarte slab, nivelul continuă a fi redus și la intrarea etajului de amestec, datorită faptului că polarizarea negativă aplicată montajului

cascodă i-a redus amplificarea acestuia din urmă. Tensiunea de zgomot a unui etaj de amestec, mai ales cînd acesta este echipat cu o pentodă, este mai mare chiar decît a etajului de intrare și cum semnalul prezent la intrarea acestui etaj este de valoare redusă, rezultă un raport semnal/zgomot redus, uneori inacceptabil.

Dacă nu se aplică tensiune de comandă etajului de intrare, în cazul cînd apar semnale de nivel ridicat, prin amplificarea lor maximă de către montajul cascodă, apare pericolul unei intermodulații între purtătoarea de sunet și cea de imagine. Intermodulația apare fie la intrarea etajului de amestec, fie mai ales la intrarea primului etaj de FI. Pericolul de intermodulație este mai mare la tubu ile care sînt comandate, cum este cazul primului etaj de FI, și mai ales la acelea la care caracteristica $i_a - u_g$ are o alură cubică ($i_a = ku_g^3$). Gradul admisibil de intermodulație este de maximum 1%.

Efectele neplăcute ale fenomenului de intermodulație constau în apariția sunetului în imagine și a unui brum supărător în semnalul de sunet.

Evitarea inconvenientelor descrise mai înainte se obține prin adoptarea următoarei soluții de aplicare a tensiunii de RAA : la valori mici ale nivelului semnalului de intrare, tensiunea negativă de RAA se aplică numai amplificatorului de FI, etajul amplificator de FIF lucrînd cu amplificarea maximă; după depășirea unui anumit nivel al semnalului de intrare, tensiunea de RAA continuă să se aplice amplificatorului de FI și începe să acționeze și asupra etajului de FIF (fig. 13.1).

Curbele date în fig. 13.1 reprezintă un caz real întîlnit într-unul din tipurile mai noi de televizoare. Deoarece tensiunea de RAA se aplică etajului de intrare mai tîrziu decît etajelor de FI, dispozitivul care utilizează un asemenea principiu poartă numele de „RAA cu întîrziere", noțiunea de „mai tîrziu" referindu-se la scara valorilor tensiunii de intrare.

Pragul de întîrziere, precum și decalajul dintre cele două tensiuni de RAA, se obține, cu ajutorul unui montaj special (fig. 13.2). Dioda utilizată în acest montaj poartă numele de „diodă de întîrziere".

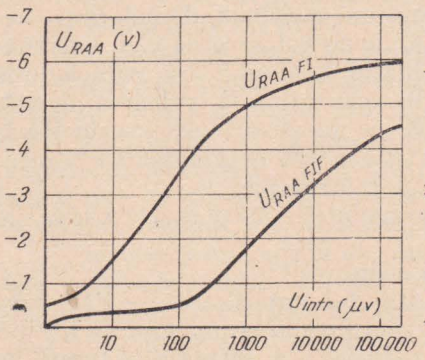


Fig. 13.1. Repartizarea tensunii de RAA în FI și FIF.

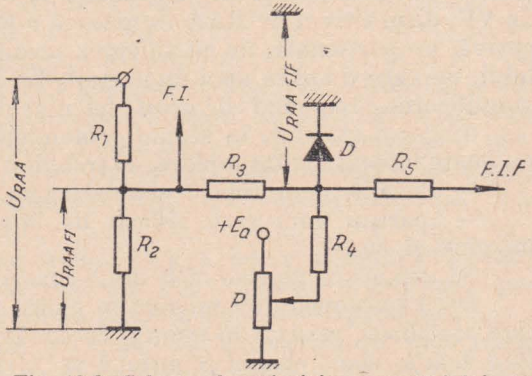


Fig. 13.2. Schema de principiu a montajului cu diodă de întîrziere.

Arhiva digitala SaDAng

Tensiunea de RAA, obținută la bornele rezistențelor R_1 și R_2, este divizată potențiometric și, ceea ce rezultă la bornele lui R_2 se aplică amplificatorului de FI. Tensiunea din punctul de joncțiune al rezistențelor R_3, R_4 și R_5, care este tensiunea de RAA aplicată amplificatorului de FIF, depinde atît de tensiunea negativă provenită din $U_{RAA\text{-}FI}$, cît și de tensiunea pozitivă culeasă potențiometric, de la sursa de tensiune continuă, de către potențiometrul P și adusă în punctul considerat prin rezistența R_4. Să notăm contribuția celor două surse de tensiune cu U_1 și U_2, prima fiind negativă, cea de-a doua, pozitivă.

Atît timp cît $|U_2| \geqslant |U_1|$, dioda D va fi în stare de conducție. Rezistența ei de conducție fiind practic nulă în raport cu celelalte rezistențe ale montajului, înseamnă că tensiunea la bornele ei este nulă, deci $U_{RAA\ FIF} = 0$. Această situație se menține pînă cînd $|U_1| > |U_2|$ și dioda se blochează. De data aceasta, la bornele diodei apare o tensiune egală cu suma celor două contribuții, deci $U_{RAA\ FIF} = U_1 + U_2$. Pragul de întîrziere se stabilește în funcție de valoarea semnalului de intrare, cu ajutorul potențiometrului P, care dozează tensiunea pozitivă necesară în punctul de joncțiune. O dată fixată tensiunea pozitivă, ar trebui ca decalajul dintre $U_{RAA\ FI}$ și $U_{RAA\ FIF}$ să se mențină constant pentru tot timpul cît dioda este blocată. Din cauză că rezistența în sens invers a diodei nu este infinită, ci comparabilă ca valoare cu rezistențele din circuit, și în special cu R_4, contribuie și ea ca element de divizare, atît pentru tensiunea pozitivă, cît și pentru cea negativă. Cum însă valoarea rezistenței în sens invers crește cu gradul de blocare al diodei, înseamnă că raportul de divizare a celor două tensiuni se modifică în funcție de U_{RAA}.

Divizorul de tensiune pentru U_2 este format din R_4, $R_3 + R_2$ în paralel cu rezistența diodei D.

Cum rezistența în sens invers a diodei este mult mai mare decît suma $R_2 + R_3$, tensiunea U_2 rămîne în continuare constantă chiar dacă variază rezistența în sens invers a diodei.

În cazurile practice suma $R_2 + R_3$ nu depășește 1 MΩ, iar R_4 are valori de aproximativ 10 MΩ.

Pentru ca afirmația de mai sus să rămînă valabilă este necesar ca rezistența în sens invers a diodei să fie mai mare decît 10 MΩ.

Divizorul de tensiune pentru U_1 este format din R_2, R_3, R_4, însumat cu o porțiune din potențiometrul P în paralel cu rezistența în sens invers a diodei D. Elementul care dictează acum asupra valorii lui U_1 este rezistența în sens invers a diodei. Pe măsură ce tensiunea de RAA crește în valoarea absolută, crește tensiunea $U_{RAA\ FI}$, crește rezistența în sens invers a diodei, iar creșterea tensiunii U_1 devine mai rapidă decît a lui $U_{RAA\ FI}$. În acest fel se explică de ce la tensiuni de semnal de intrare mari, deci la tensiuni de RAA mari, tensiunea de RAA, aplicată amplificatorului de FIF, tinde să se apropie de cea aplicată amplificatorului de FI. Folosirea unor diode de întîrziere cu rezistențe în sens invers de valori reduse, să spunem, de ordinul sutelor de kiloohmi, modifică și raportul de divizare a lui U_2.

În asemenea situație, la o creștere a tensiunii de RAA, cresc în valoare absolută, atît U_1 cît și U_2. Este ușor de observat că suma acestor două tensiuni are o variație lentă, putînd rămîne chiar constantă la creșterea tensiunii de RAA. O tensiune de RAA constantă aplicată amplificatorului de FIF, pe măsură ce nivelul semnalului de intrare crește, nu este de dorit.

În concluzie, diodele de întîrziere folosite trebuie să aibă o rezistență în sens invers foarte mare și o rezistență de conducție practic nulă. De aceea, în acest montaj se utilizează, fie diode cu vid, care respectă prima condiție (cea mai importantă), fie diode semiconductoare cu seleniu, care respectă ambele condiții, avînd însă un preț de cost mai ridicat.

Tensiunea de RAA necesară amplificatorului de FI se aplică, fie unui etaj, fie mai multor etaje ale acestuia. De obicei, la amplificatoarele de FI construite cu circuite decalat acordate, tensiunea de RAA se aplică pe primele două etaje; este posibil să se aplice chiar pe toate etajele.

În cazul unui amplificator echipat cu filtre de bandă, este suficient ca tensiunea de reglaj să se aplice unui singur etaj, acesta fiind primul etaj al amplificatorului.

Performanța esențială a unui sistem de RAA este eficacitatea. Se înțelege prin eficacitatea sistemului de RAA, variația nivelului semnalului videocomplex, măsurată pe catodul tubului cinescop și exprimată în procente sau decibeli, pentru o variație impusă nivelului semnalului de intrare.

În fig. 13.3 sînt prezentate mai multe curbe de reglaj. Sistemul cu eficacitatea cea mai bună este acela care corespunde curbei 4.

Curba *1* corespunde unui sistem în care tensiunea de RAA este permanent nulă, de fapt corespunde unui receptor fără dispozitiv de RAA. Curba *3* corespunde unui receptor în care sistemul de RAA este fără întîrziere, iar tensiunea de RAA obținută nu capătă o amplificare suplimentară. Curba *2* corespunde unui sistem de RAA cu întîrziere, dar fără amplificare suplimentară a tensiunii de RAA. Curbele *4* și *5* se referă la sisteme la care tensiunea de RAA capătă o amplificare suplimentară, unul fiind cu întîrziere *4*, celălalt fără întîrziere *5*.

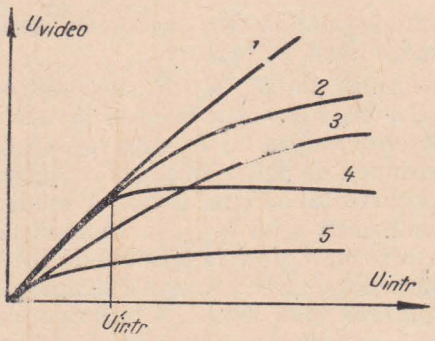


Fig. 13.3. Caracteristici de RAA.

Analizînd fig. 13.3, se constată că cele mai eficace sisteme sînt acelea care au o amplificare suplimentară în curent continuu pentru tensiunea de RAA, iar dintre acestea de preferat, cel cu întîrziere, deoarece oferă posibilitatea obținerii unei tensiuni video de ieșire de valoare ridicată (80—100 V_{VV}).

În paragrafele care urmează se vor analiza cîteva sisteme de RAA utilizate în receptoarele de TV, arătîndu-se avantajele și dezavantajele prezentate de acestea.

Arhiva digitala SaDAng

13.2.1. Sistem cu tensiunea de RAA proporțională cu valoarea tensiunii medie a semnalului video

Acest sistem este cel mai simplu și cel mai economic. Ca mod de obținere a tensiunii de RAA se aseamănă cu dispozitivele de RAA utilizate în receptoarele de radiodifuziune.

Se cunoaște că la bornele rezistenței de detecție se obțin trei componente : o componentă de frecvența semnalului purtător, o componentă de frecvența semnalului modulator și o componentă medie sau continuă. În cazul receptorului de televiziune, componenta de frecvența semnalului modulator este chiar semnalul video-complex, iar componenta continuă este tocmai componenta medie a semnalului video-complex. Utilizarea componentei medii drept tensiune de RAA reprezintă tocmai principiul sistemului luat în considerare.

În fig. 13.4 este ilustrată schema de principiu a detectorului de VF și modul de culegere a tensiunii de RAA. Marele dezavantaj al acestui sistem constă în faptul că tensiunea continuă obținută, fiind porporțională cu valoarea medie a semnalului video-complex, nu va depinde numai de valoarea intensității cîmpului la bornele de antenă, ci și de conținutul imaginii (fig. 13.5).

Din fig. 13.5, *b* rezultă că tensiunea medie (componenta continuă) are valoarea cea mai mare în cazul unei imagini complet negre, scăzînd pe măsură ce ne apropiem de o imagine albă.

Pentru semnalele corespunzătoare celor trei imagini : albă, gri și neagră, amplitudinile vîrf-vîrf sînt egale. Cu toate acestea, amplificarea tuburilor comandate de tensiunea de RAA ia valori diferite pentru cele trei cazuri, datorită tensiunilor continue negative diferite ce li se aplică. Astfel, pentru semnalul corespunzător imaginii negre — tensiunea de RAA maximă — amplificarea va fi cea mai mică, iar semnalul corespunzător imaginii albe — tensiunea de RAA minimă — amplificarea va fi cea mai mare. În această situație amplitudinea vîrf-vîrf a semnalului corespunzător imaginii negre scade, tensiunea medie scade, contrastul imaginii se micșorează, iar pentru imaginea albă și semnalul ei corespunzător faptele se petrec invers. Efectul acționării unui asemenea dispozitiv de RAA se traduce prin egalizarea valorilor tensiunilor medii a celor trei semnale (fig. 13.5, *c*).

La receptoarele de TV care suprimă componenta continuă a semnalului video, se constată că modificările de constrast, apărute ca o consecință a acționării dispozitivului de RAA, nu sînt supărătoare, cu atît mai mult cu cît situații imagine complet albă și imagine complet neagră se emit foarte rar.

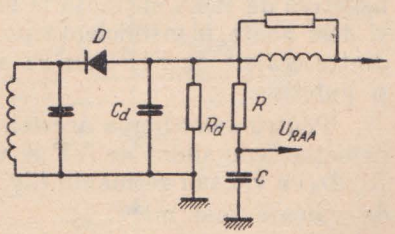


Fig. 13.4. Reprezentarea modului de culegere a tensiunii de RAA.

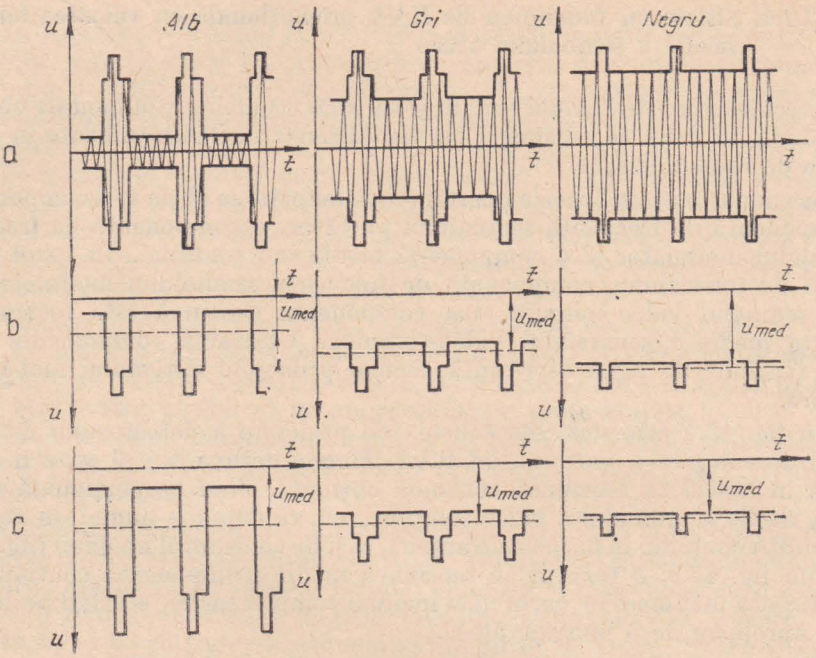


Fig. 13.5. Forme de semnal:

a — semnale de FI corespunzătoare unor imagini albe, gri și negre; *b* — semnale rezultate prin detectarea semnalelor din fig. 13.5, *a*; *c* — axarea semnalelor detectate după aplicarea tensiunii de RAA.

La receptoarele de TV care transmit componenta continuă a semnalului video, efectul cel mai neplăcut constă în deplasarea permanentă a punctului de funcționare al amplificatorului de VF. Cu această ocazie are loc și o deplasare permanentă a nivelului de negru pe caracteristica de transfer a tubului cinescop, ceea ce determină nefolosirea unui asemenea sistem de RAA în receptoare de TV ce transmit componenta continuă.

Un alt dezavantaj al acestui sistem de RAA constă în faptul că, tensiunea negativă de RAA obținută la bornele rezistenței de detecție este relativ slabă și deci poate fi insuficientă pentru împiedicarea intrării în limitare a unuia dintre etajele de FIF sau FI atunci cînd recepționăm un emițător apropiat și puternic.

Pentru remedierea acestei deficiențe se poate utiliza o diodă D_1 pentru detecția semnalului de VF și un dublor de tensiune echipat cu două diode D_2, D_3 cu vid sau germaniu (fig. 13.6), pentru furnizarea unei tensiuni de RAA de valoare mai mare.

Eventualele variații lente ale tensiunii medii se suprimă din ce în ce mai mult prin mărirea constantei de integrare (RC) din schemele 13.4 și 13.6.

Arhiva digitala SaDAng

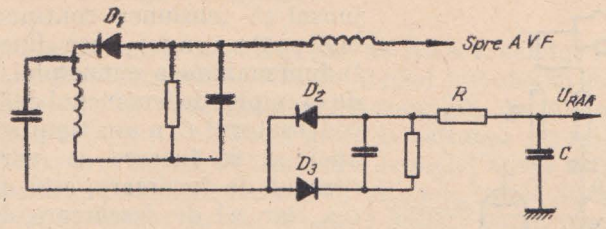


Fig. 13.6. Schema de principiu a sistemului de RAA cu dublor de tensiune.

Televizoarele de tip Național, Luchian, Grigorescu utilizează o schemă asemănătoare cu cea din 13.4 pentru una din componentele tensiunii globale de RAA.

13.2.2. Sistem cu tensiunea de RAA proporțională cu valoarea amplitudinii maxime a semnalului purtător de imagine

Valoarea maximă a tensiunii semnalului video sau a semnalului purtător se atinge în timpul impulsului de sincronizare. Obținerea unei tensiuni continue negative, a cărei valoare să fie proporțională cu nivelul impulsurilor de sincronizare, face obiectul sistemului de RAA ce urmează a fi descris.

Cunoscîndu-se principiul detecției de vîrf, este ușor de înțeles cum se poate obține tensiunea continuă dorită cu ajutorul montajului din fig. 13.7.

În această schemă L_p și L_s reprezintă inductanțele înfășurărilor primară și secundară ale ultimului transformator de *FI*. Detecția semnalului de VF se face cu ajutorul elementelor D_1, R_d, C_d, iar pentru obținerea tensiunii de RAA se folosesc elementele D_2, C, R, conectate într-un montaj detector de vîrf; detecția fiind de tipul derivație. Condiția ca tensiunea detectată să urmărească nivelul impulsurilor de sincronizare pe linii este de a avea o constantă de timp RC foarte mare în raport cu durata unei linii. În asemenea situație, condensatorul C nu are timp să se descarce pe rezistența R în perioada dintre două impulsuri de sincronizare, rămînînd practic încărcat la valoarea corespunzătoare nivelului impulsului de sincronizare. Eventualele ondulații pe care le are tensiunea obținută la bornele rezistenței R sînt eliminate de către grupul de integrare R_1C_1. Dacă se alege o constantă de timp RC foarte mare, apare nea-

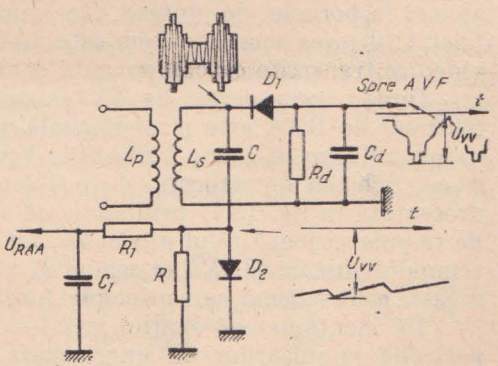


Fig. 13.7. Schema de principiu a sistemului cu tensiunea de RAA proporțională cu valoarea maximă.

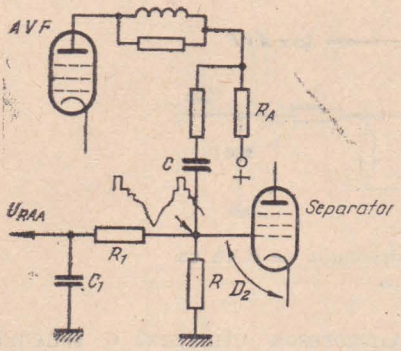


Fig. 13.8. Varianta de RAA, în care spațiul grilă-catod al tubului separator este folosit drept diodă de detecție.

junsul că tensiunea continuă detectată nu mai poate urmări ușor fluctuațiile amplitudinii maxime a semnalului, fluctuații date, de exemplu, de fenomenul de feding, deoarece codensatorul C n-are timp să se descarce și apoi să se încarce la variațiile apărute (timpul de încărcare este dat de produsul $C\rho_2$, iar cel de descărcare, de CR, unde ρ_2 este rezistența în sens direct a diodei D_2).

Conectarea celor două montaje detectoare, ca în fig. 13.7, conduce la o amortizare puternică a circuitului secundar al ultimului transformator de FI, datorită celor două rezistențe de intrare ale detectoarelor, care apar montate în paralel pe secundar, ceea ce în unele cazuri reprezintă un inconvenient.

În scopul obținerii unor amortizări oarecum echilibrate ale circuitelor primar și secundar se obșnuiește ca excitarea montajului detector de vîrf să se facă cu semnal de frecvență intermediară culeș din circuitul primar al ultimului transformator de FI.

Un dezavantaj important al acestui sistem constă în faptul că, este sensibil la perturbații de amplitudine mare, care ar apărea în timpul unei linii. La o succesiune de perturbații de amplitudine mare, condensatorul C se poate încărca la valoarea de vîrf a acestor perturbații, sistemul va furniza o tensiune de RAA de valoare ridicată, care va menține tuburile comandate blocate. Cu toate că prezintă unele inconveniente, sistemul rămîne de preferat celui la care tensiunea de reglaj este proporțională cu valoarea medie, prin faptul că tensiunea de RAA nemaidepinzînd de conținutul imaginii, nivelul de negru se păstrează constant la variații ale conținutului semnalului aplicat la bornele de antenă, iar contrastul imaginii este reprodus aproape fidel. Utilizarea acestui sistem este preferată la televizoarele în care semnalul video se transmite cu componentă continuă.

Dintre receptoarele de TV existente, la care componenta principală a tensiunii de RAA este proporțională cu valoarea maximă[1]), amintim următoarele: Temp 3, Azur VS43-621, VS54-612, VS43-611, VS43-613 și Grigorescu. Schema detectorului de vîrf folosită la aceste receptoare diferă de cea drezentată în fig. 13.7, prin aceea că spațiul grilă catod al etajului separator de impulsuri joacă rolul diodei D_2, iar semnalul aplicat acestei diode nu este semnalul purtător de FI, ci semnalul video-complex. De altfel, fig. 13.8 arată această nouă schemă, care principial funcționează ca și schema descrisă în fig. 13.7.

De menționat că spațiul grilă — catod al tubului separator conduce pe perioada impulsurilor de sincronizare, în rest el fiind blocat.

[1]) Există unele receptoare, ca: Azur, Grigorescu etc., care mai folosesc o componentă a tensiunii de RAA proporțională cu valoarea medie.

Arhiva digitala SaDAng

13.2.3. Sisteme de RAA comandate

Continua perfecționare a dispozitivelor de RAA a condus la crearea unor noi sisteme, care sînt comandate, fie de nivelul impulsului de sincronizare, fie de nivelul de negru al semnalului video-complex. Avantajele acestor sisteme față de precedentele: stabilitate mare la acțiunea perturbațiilor, eficacitate mare a RAA, prin faptul că tensiunea de reglaj apare amplificată, le-au făcut să fie folosite practic fără rezervă în ultimele tipuri de receptoare TV.

Principial, un asemenea sistem lucrează astfel: la intrarea unui cuadripol (fig. 13.9) se aplică semnalul video-complex, sau o altă informație proporțională cu una din componentele semnalului video-complex (nivel de negru, nivel impuls de sincronizare etc.), iar ieșirea cuadripolului este deblocată pe perioade scurte de timp, egale cu durata impulsurilor de întoarcere ale baleiajului pe orizontală. Ieșirea cuadripolului fiind deschisă numai pe perioada impulsurilor de întoarcere linii, perioadă în care la intrare se aplică impulsurile de sincronizare linii, înseamnă că tensiunea obținută la ieșire sau curentul care străbate cuadripolul vor depinde de nivelul impulsului de sincronizare. În cazul cînd la intrare se aplică o informație proporțională cu nivelul de negru al semnalului video-complex, cuadripolul va permite trecerea informației tot în perioada în care este deschis, adică cea corespunzătoare impulsurilor întoarcere linii, iar tensiunea de ieșire, care este de fapt tensiunea de reglaj, va fi funcție de variațiile nivelului de negru.

Deoarece cuadripolul funcționează numai în perioadele în care există coincidență în timp între informația aplicată la intrare și semnalul aplicat la ieșire pentru deblocare, a primit denumirea de „circuit de coincidență" sau „circuit poartă" și de aici și denumirea sistemului „sistem de RAA poartă" sau „sistem de RAA prin coincidență".

O altă denumire a sistemului, și anume „sistem de RAA cu protecție mărită la acțiunea semnalelor perturbatoare" este justificată chiar de principiul de funcționare al schemei din fig. 13.9. Într-adevăr, dacă peste semnalul video, corespunzător unei linii, se suprapune un semnal perturbator de mare amplitudine (în fig. 13.9 reprezentat prin linii subțiri verticale), el nu poate influența sub nici o formă tensiunea de reglaj, pentru că pe perioada unei linii circuitul-poartă este închis. Tensiunea de RAA ar putea fi influențată numai de semnalele perturbatoare care ar surveni în timpul impulsurilor de sincronizare și s-ar suprapune peste acestea.

În fig. 13.10, *a* și 13.10, *b* sînt prezentate două scheme funcționale ale dispozitivului de RAA comandat de nivelul impulsului de sincronizare, la una semnalul video aplicîndu-se pe catod, la cealaltă pe grilă.

În ambele scheme s-a considerat un singur tub multiplu triodă-pentodă, pentoda funcționînd ca amplificator de VF, iar trioda, ca detector anodic de

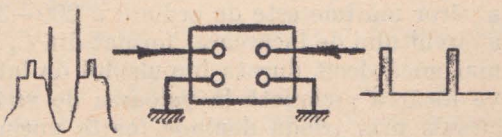


Fig. 13.9. Schema-bloc de funcționare a unui sistem de RAA comandat.

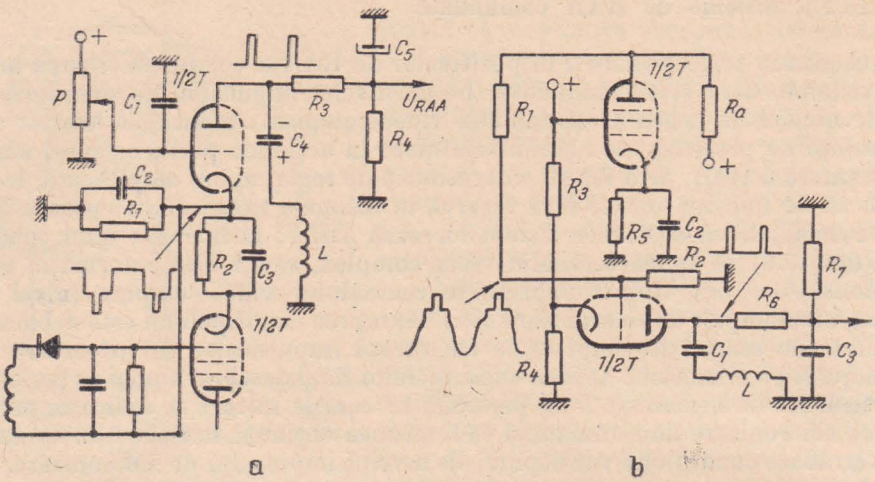


Fig. 13.10. RAA comandat de nivelul impulsului de sincronizare :
a — semnalul video se aplică pe catod; *b* — semnalul video se aplică pe grilă.

vîrf al impulsurilor de întoarcere linii și amplificator al tensiunii de RAA.

Referindu-ne la schema din fig. 13.10, *a*, se constată că impulsul de întoarcere linii, furnizat de o înfășurare suplimentară L a transformatorului de linii este aplicat prin intermediul condensatorului C_4 anodului părții triodă a tubului T. În catodul triodei, pe grupul R_1C_2 se aplică semnalul video de polaritate negativă. Curentul catodic mediu al amplificatorului de VF, precum și potențialul continuu al grilei triodei, reglat potențiometric prin intermediul potențiometrului P, stabilesc punctul static de funcționare a părții triodă în zona de tăiere a curentului ei anodic. Dacă există sincronism între impulsurile de întoarcere produse de generatorul de baleiaj linii și impulsurile de sincronizare, conținute în semnalul video-complex, atunci impulsul de sincronizare de polaritate negativă apare în catodul triodei pe grupul R_1C_2 simultan cu apariția impulsului de întoarcere linii în anodul triodei. Tubul triodă se deschide și începe să conducă curent. Curentul anodic încarcă condensatorul C_4, stabilind după un anumit timp la bornele acestuia o tensiune cu polaritatea indicată în figură. Tensiunea de încărcare a condensatorului C_4 tinde să se apropie de valoarea amplitudinii impulsurilor pozitive din anod, a căror mărime este de ordinul a 200—300 V_{vv}. Dar cum constanta de timp a circuitului de încărcare, format din C_4 și rezistența internă a triodei, nu este mai mică decît durata impulsului de întoarcere, practic condensatorul nu se va încărca niciodată la valoarea de vîrf a impulsului. Curentul anodic care circulă prin triodă depinde foarte puțin de tensiunea anodică — în cazul de față impulsurile pozitive — el fiind comandat aproape în exclusivitate de mărimea diferenței de potențial dintre grila și catodul triodei. Grila fiind la

Arhiva digitala SaDAng

un potențial fix, rămîne ca singurul factor de comandă al curentului în timpul în care trioda conduce să fie mărimea impulsului de sincronizare aplicat pe catod. Deci, modificarea potențialului catodului conduce la modificarea rezistenței interne a triodei, la modificarea constantei de timp de încărcare, care atrage după sine modificarea valorii tensiunii de încărcare a condensatorului C_4. În perioada cînd trioda este blocată, condensatorul C_4 se descarcă pe circuitul format din rezistențele R_3 și R_4. Valorile rezistențelor R_3 și R_4 se aleg în funcție de modul de aplicare a tensiunii de RAA și de tensiunea necesară tuburilor comandate.

Condensatorul electrolitic C_5 scurtcircuitează la masă eventualele ondulații alternative suprapuse peste tensiunea negativă de RAA. Condensatorul C_1 scurtcircuitează la masă partea din impulsurile pozitive de întoarcere, care ajunge în grilă prin intermediul capacității parazite C_{g4}. Grupul R_2,C_3 asigură o reacție negativă selectivă în zona frecvențelor video superioare.

În concluzie, funcționarea completă a sistemului RAA este următoarea: la o creștere a semnalului, aplicat pe bornele de antenă, apare o creștere a semnalului video-complex, deci a nivelului impulsului de sincronizare. Impulsul de sincronizare, aplicîndu-se pe catodul triodei cu polaritatea negativă, determină scăderea potențialului catodului, deci micșorarea negativării grilei față de catod, micșorarea rezistenței interne a triodei, micșorarea constantei de timp de încărcare și, în final, mărirea tensiunii negative de reglaj. Această tensiune negativă de reglaj mărită, aplicînd-se tuburilor comandate, provoacă reducerea amplificării lor, contribuind astfel la reducerea tensiunii semnalului aplicat detectorului de VF. La scăderea semnalului aplicat la bornele de antenă lucrurile se petrec invers.

La schema din fig. 13.10, *b* semnalul video-complex se aplică pe grila triodei prin divizorul rezistiv R_1, R_2, sursa fiind circuitul anodic al amplificatorului de VF. Culegînd semnalul din anodul tubului amplificator video, se poate dispune de o tensiune de impuls pentru atacul triodei de valoare mai mare decît în schema precedentă. Sensibilitatea sistemului care utilizează un asemenea montaj este crescută prin faptul că variații mici ale amplitudinii semnalului recepționat sînt mai sensibile în anodul VF decît în catodul lui și, în consecință, tensiunea de RAA va suferi modificări, dînd prilej sistemului să reacționeze și în asemenea situație.

Catodul triodei este alimentat de la tensiunea de ecran a AVF prin divizorul rezistiv R_3, R_4. Valorile rezistențelor celor două divizoare (R_1, R_2), (R_3, R_4) sînt alese în așa fel, încît punctul static de funcționare a triodei să fie în zona pentru care trioda este blocată.

Funcționarea principială a acestui montaj nu diferă de a aceluia din fig. 13.10, *a*.

Funcționarea corectă a sistemului de RAA comandat depinde de sincronizarea corectă a generatorului de baleiaj pe orizontală. Dacă generatorul se desincronizează, tubul triodă, sau, în alte scheme, pentodă, va fi deschis de către semnalul video. În lipsa impulsului corect de întoarcere, în anodul tubului de RAA încărcarea condensatorului se va face la o ten-

siune mică, astfel că tensiunea negativă de reglaj va avea o valoare mică, mărind prin aceasta foarte mult amplificarea tuburilor comandate. Creşterea amplificării determină o creştere a tensiunii semnalului aplicat detectorului video şi apoi a semnalului video-complex. Este posibil ca această creştere să depăşească nivelul necesar pentru contrast maxim şi să apară o tăiere a impulsurilor de sincronizare în cotul de tăiere a caracteristicii $i_a = f(U_g)$ a AVF sau a ultimului etaj de FI.

Dispariţia impulsurilor de sincronizare din semnalul video-complex menţine în continuare starea de desincronizare, oscilatorul de baleiaj linii neputînd fi declanşat, cauza fiind lipsa impulsurilor de sincronizare. Receptorul va rămîne în această stare pînă cînd, prin reglajul manual al contrastului se va mări tensiunea de RAA. Pentru a evita acest inconvenient, se poate adăuga la tensiunea de reglaj o componentă proporţională cu valoarea medie culeasă de la detecţie. Este simplu de constatat că la o creştere excesivă a amplificării tuburilor comandate, deci şi a semnalului aplicat detectorului, componenta medie a acestuia creşte, crescînd în acest fel şi tensiunea de RAA.

O nouă soluţie de obţinere a unei tensiuni de RAA, independentă de conţinutul imaginii şi neinfluienţată de acţiunea perturbaţiilor, foloseşte pentru comanda tubului de RAA nivelul de negru al semnalului vide-complex. Schema acestui montaj este arătată în fig. 13.11.

Modul de funcţionare a acestei scheme este uşor de înţeles, după ce s-au parcurs fazele de formare ale semnalului, care se aplică grilei tubului T_1. ilustrate în fig. 13.12.

Fie un semnal video-complex de polaritate pozitivă, al cărui nivel de negru are mărimea A_1 (fig. 13.12, *a*) şi un impuls de sincronizare linii de polaritate negativă, obţinut din anodul separatorului de impulsuri, cu amplitudinea egală cu A_2 (fig. 13.12, *b*).

Impulsul de sincronizare linii cules din anodul separatorului de impulsuri are o uşoară întîrziere „Δt" în raport cu impulsul de sincronizare conţinut

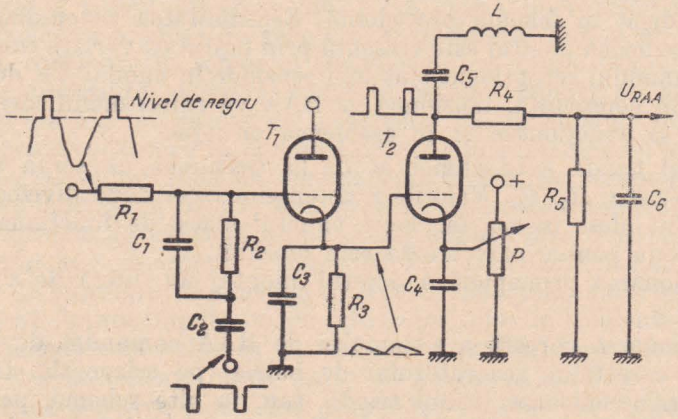


Fig. 13.11. Dispozitiv de RAA comandat de nivelul de negru al semnalului de VF.

Arhiva digitala SaDAng

în semnalul video-complex, provocată de constantele naturale de integrare ale circuitelor pe care le parcurge semnalul din fig. 13.12, *a*, pentru a se transforma în semnalul din fig. 13.12, *b*. Semnalul din fig. 13.12, *b* se aplică unui circuit de diferențiere cu o constantă de timp foarte mică, dînd naștere la ieșirea acestuia semnalului din fig. 13.12, *c*. Cum amplitudinea impulsului din anodul separatorului este menținută constantă, rezultă că și amplitudinea impulsului diferențiat A_3 se menține constantă. Prin însumarea aritmetică a semnalelor din fig. 13.12, *a* și 13.12, *c*, în imediata vecinătate a impulsului de sincronizare rezultă forma de semnal din fig. 13.12, *d*. Se constată că vîrful rezultat în urma diferențierii frontului posterior al impulsului de sincronizare, cules din anodul separatorului, se suprapune peste nivelul de negru al semnalului video-complex.

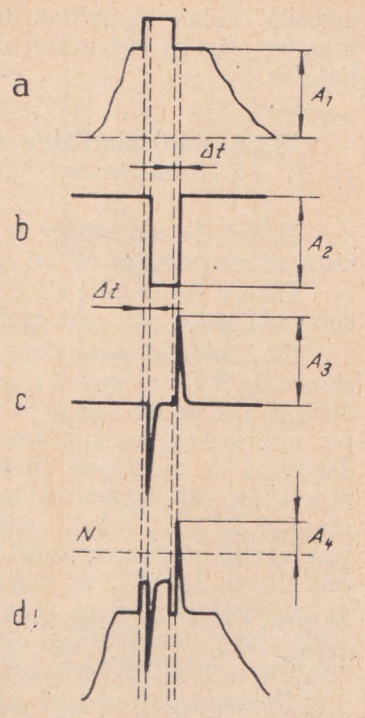


Fig. 13.12. Formarea impulsului de atac al grilei tubului T_1:
a — semnal video complex de polaritate pozitivă; *b* — impuls de sincronizare linii; *c* — impuls de sincronizare linii diferențiat; *d* — suma algebrică a semnalelor 13.12, *a* și 13.12, *c*.

În prealabil se stabilește un prag N, printr-o polarizare adecvată. Valoarea pragului, măsurată față de o tensiune de referință, este puțin mai ridicată decît valoarea maximă a amplitudinii semnalului video-complex, măsurată față de aceeași referință, lăsîndu-se posibilitatea ca pragul să fie depășit cu mărimea A_4 de către vîrful suprapus peste nivelul de negru.

Acum este evident că această depășire a pragului de funcționare N va fi funcție de nivelul de negru. Crescînd nivelul de negru, crește A_4 și invers. Revenind la schema din fig. 13.11 se observă că în grila tubului T_1 se aplică un semnal de forma celui din fig. 13.12, *d*. Circuitul de diferențiere al impulsului cules din anodul separatorului este format din C_2, R_2, C_1. Tubul T_1 lucrează într-un montaj detector de vîrf pe grilă. Pragul N corespunde cu nivelul de zero al tensiunii de grilă. Depășirea acestui prag de către un vîrf de tensiune provoacă conducția spațiului grilă — catod. Curentul de grilă încarcă rapid condensatorul C_3 la valoarea vîrfului pozitiv aplicat grilei, datorită constantei de timp de încărcare mici. Între două vîrfuri condensatorul C_3 se descarcă lent pe rezistența R_3. Tensiunea pozitivă continuă rezultată la bornele lui R_3, dependentă de nivelul de negru al semnalului video-complex, comandă tubul T_2 detector anodic de vîrf și amplificator al tensiunii de RAA. Funcționarea montajului care conține tubul T_2 este similară cu a montajelor comandate de nivelul impulsului de sincronizare, care au fost

descrise. Tubul T_2 nefiind deschis decît pe perioada impulsului de întoarcere linii, se asigură sistemului de RAA o protecție mărită la acțiunea perturbațiilor.

13.2.4. Particularitățile sistemului de RAA la receptoare TV cu tranzistoare

Modul de repartizare a tensiunii de RAA în receptorul echipat cu tranzistoare este similar cu cel utilizat în televizoarele cu tuburi.

Pentru valori mici ale nivelului semnalului recepționat, tensiunea de RAA comandă unul sau mai multe etaje ale AFI.

Cînd nivelul semnalului de intrare a depășit o anumită valoare, tensiunea de RAA se aplică și primului etaj al amplificatorului FIF. Este vorba, deci, și aici de un reglaj cu întîrziere, care are drept scop îmbunătățirea raportului semnal/zgomot pentru nivele mici ale semnalului recepționat. Spre deosebire de montajele cu tuburi, la unele montaje cu tranzistoare se obișnuiește ca, din momentul cînd a început să acționeze tensiunea de RAA asupra etajului de FIF, amplificarea etajelor de FI să fie menținută constantă. Se recomandă păstrarea constantă a tensiunii de RAA care comandă etajul sau etajele de AFI, cu scopul de a evita deplasarea punctului de funcționare al tranzistorului către zona de pantă mare a caracteristicii $I_c = f(-U_{BE})$, unde alura caracteristicii diferă cu mult de cea pătratică și pericolul de apariție a intermodulației este aproape iminent.

Reglajul automat al amplificării în putere a tranzistoarelor comandate se face prin varierea pantei tranzistoarelor respective. Panta tranzistorului depinde de punctul de funcționare, însă variația ei cu punctul de funcționare urmează o lege foarte complicată și care nu poate fi exprimată cu ajutorul unei relații matematice simple.

Observînd fig. 13.13, în care este reprezentată familia de curbe $i_E = f(-U_{CE})$ pentru pantă constantă la tranzistorul AF 121, se poate constata că afirmația făcută mai înainte este întemeiată.

Electrodul comandat de tensiunea de RAA — bază sau emitor —, polaritatea tensiunii de comandă — negativă sau pozitivă, menținerea constantă sau nu a tensiunii de comandă din etajele de FI, atunci cînd a început să acționeze RAA în etajul de FIF, depind de tipul tranzistorului comandat (*pnp* sau *npn*), de tehnologia de realizare (aliere, difuzie, mesa, planar, epitaxial), de schema de conectare (EC sau BC) etc.

Iată, așadar, o serie de aspecte noi care vin să diferențieze, în mod structural, modul de aplicare a tensiunii de RAA în montajele cu tuburi și cele cu tranzistoare. Ca expunerea ulterioară să nu sufere de lipsă de claritate este bine să precizăm ideile încă de la început, în sensul că toate considerațiile care se vor face se vor referi la un anume tip de tranzistor, conectat într-o anume schemă. Fie, deci, un tranzistor *pnp*, conectat în conexiune EC și la care tensiunea de RAA se aplică pe bază.

Arhiva digitala SaDAng

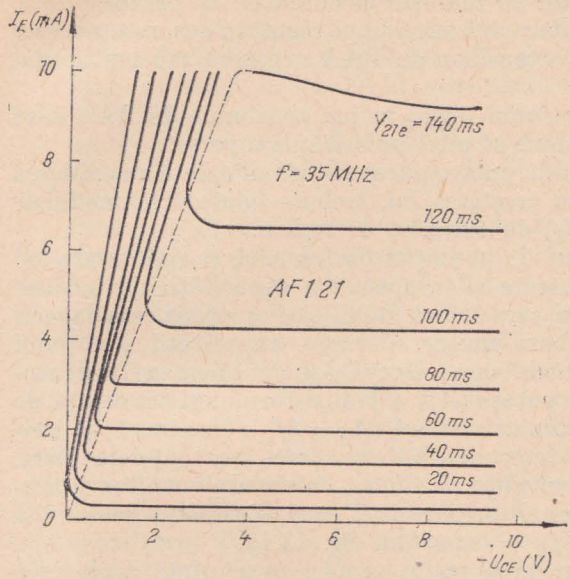


Fig. 13.13. Caracteristicile $I_E = f(U_{CE})$ pentru pantă constantă la tranzistorul AF121.

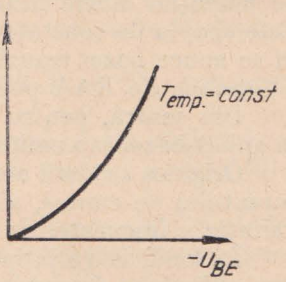


Fig. 13.14. Caracteristica $I_E = f(-U_{BE})$.

Dacă la un asemenea tranzistor păstrăm constantă tensiunea dintre emitor și colector și creștem curentul de emitor, se constată, privind curbele din fig. 13.13, că panta crește pînă la atingerea unui maxim situat pe linia punctată. Crescînd în continuare curentul de emitor, panta descrește. Există așadar, două zone posibile de reglare a pantei și deci a amplificării în putere a tranzistorului. Pentru o anume rațiune, pe care o vom explica în continuare, reglarea din cele două zone a primit denumiri distincte : reglaj jos, înapoi sau indirect și reglaj sus, înainte sau direct. Denumirea este dictată de sensul de variație a curentului de emitor cînd se urmărește scăderea amplificării de putere. Astfel, dacă amplificarea în putere scade la creșterea valorii curentului de emitor, reglajul se numește în sus, înainte sau direct; dacă, din contră, amplificarea în putere scade o dată cu scăderea valorii curentului de emitor, reglajul se numește în jos, înapoi sau indirect.

Denumirile, de reglaj în sus și reglaj în jos, fiind mult mai sugestive, referindu-ne la fenomenul care are loc, sînt întîlnite mai frecvent în literatura de specialitate. Acceptînd definițiile stabilite înseamnă că, în zona din dreapta liniei punctate (fig. 13.13) are loc un reglaj în jos, iar în zona din stînga un reglaj în sus.

De altfel, la reglajul în sus, creșterea curentului de emitor atrage după sine reducerea tensiunii colector-emitor, ceea ce face ca punctul de funcționare să fie împins și mai la stînga liniei punctate, determinînd o scădere mai rapidă a pantei.

Variația curentului de emitor se obține prin variația tensiunii bază-emitor. Caracteristica din fig. 13.14 ilustrează în mod calitativ legea de variație a celor două mărimi. Aplicînd o polarizare negativă bazei tranzistorului, diferența

de potențial dintre bază și emitor se mărește și curentul de emitor crește. Este simplu de constatat că, pentru obținerea unui reglaj în sus este necesar să se aplice bazei tranzistorului o tensiune de RAA negativă sau emitorului o tensiune de RAA pozitivă.

Din contră, pentru obținerea unui reglaj în jos, tensiunile de RAA care se aplică bazei sau emitorului trebuie să aibă polaritățile inverse.

Originea scăderii amplificării de putere a tranzistorului o dată cu scăderea curentului de emitor, altădată cu creșterea lui, trebuie căutată în modul de variație a frecvenței de tăiere (f_T) cu curentul de emitor.

În fond, la variația diferenței de potențial dintre bază și emitor are loc o modificare a impedanței de intrare și în special a capacității de intrare. Componenta capacității de intrare care suferă modificări esențiale este capacitatea de difuzie a joncțiunii bază-emitor. Variația capacității joncțiunii bază-emitor atrage după sine modificarea frecvenței de tăiere a tranzistorului. Cum între amplificarea în putere (A_p) a tranzistorului și frecvența de tăiere (f_T) există o relație aproximativ liniară ($A_p = kf_T$), înseamnă că scăderea amplificării în putere este determinată de scăderea frecvenței de tăiere.

De altfel, o legătură între frecvența de tăiere, curentul de emitor și tensiunea colector—emitor la un tranzistor oarecare, este exprimată de familia de curbe, $i_E = f(-U_{CE})$ pentru $f_T = \text{const}$ din fig. 13.15.

Prin figurarea dreptei de sarcină se poate urmări cu ușurință deplasarea punctului de funcționare, fapt care ajută la explicarea tipurilor de reglaj ce apar. La creșterea curentului de emitor scade tensiunea colector—emitor și punctul P_0 se deplasează către P_2. Frecvența de tăiere scade, fapt care conduce la o scădere a amplificării. Rezultă că, în zona de deasupra liniei punctate se poate efectua un reglaj în sus. În mod analog se poate arăta că, în zona de sub linia punctată se poate efectua un reglaj în jos.

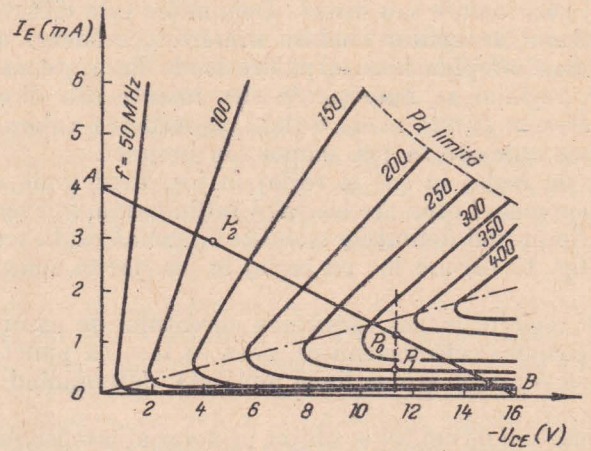


Fig. 13.15. Caracteristicile $I_E = f(U_{CE})$ pentru frecvența liniară constantă.

Arhiva digitala SaDAng

Legea de variație a frecvenței de tăiere, sau a amplificării de putere cu care aceasta este proporțională cu curentul de emitor, se poate deduce cu ușurință pe baza curbelor de tipul celor din fig. 13.15.

Iată, de altfel, în fig. 13.16, cum arată curba reală $A_p = f(I_E)$ la tranzistorul AF 200.

Se observă că reglajul acestui tranzistor este de tipul în sus, obținîndu-se o variație a amplificării în putere de 60 dB pentru o variație a curentului de emitor de 5 mA.

Circuitele de RAA, care furnizează tensiunea de reglaj necesară comandării tranzistoarelor, lucrează pe aceleași principii ca și în receptoarele cu tuburi. Astfel, se pot elabora scheme ale dispozitivului de RAA, în care tensiunea de reglaj obținută să fie proporțională cu valoarea medie a tensiunii semnalului video-complex sau cu valoarea de vîrf a tensiunii acestuia. De asemenea pot fi imaginate sisteme care să fie comandate, fie de nivelul impulsurilor de sincronizare, fie de nivelul de negru al semnalului video-complex. În receptoarele de TV cu tranzistoare se utilizează, însă, cel mai des, dispozitive de RAA comandate de nivelul impulsului de sincronizare. O schemă practică a unui asemenea dispozitiv este arătată în fig. 13.17.

Tranzistoarele T_{16} și T_{17} lucrează într-un montaj comparator de fază, iar tranzistorul T_{18}, într-un montaj de comutație cu amplificare a impulsurilor obținute la ieșirea comparatorului de fază. Pe baza tranzistorului T_{16}

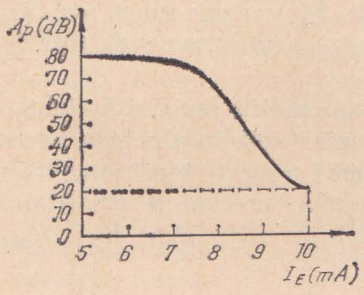


Fig. 13.16. Caracteristica $A_p = f(I_E)$ pentru tranzistorul AF 200.

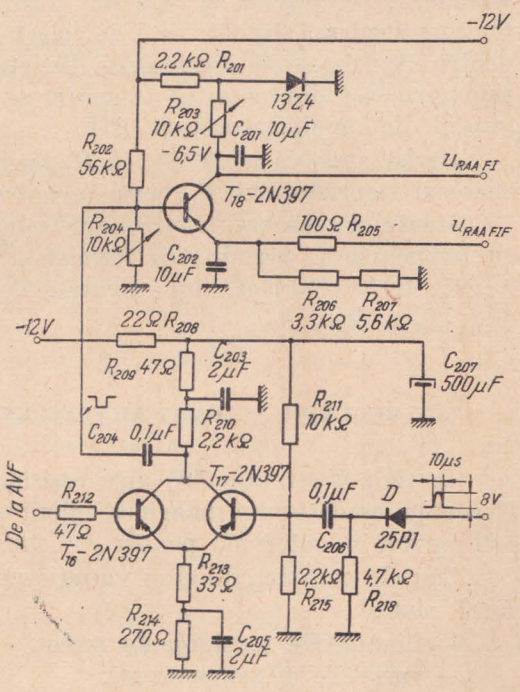


Fig. 13.17. Schema cu tranzistoare pentru RAA comandat de nivelul impulsului de sincronizare.

se aplică semnalul video-complex de polaritate pozitivă, iar pe baza tranzistorului T_{17} se aplică impulsurile de întoarcere de la o înfășurare specială a transformatorului de linii. Dioda D 25PI limitează trecerea alternanțelor negative ale semnalului impuls, cules de la înfășurarea specială, în scopul evitării unei conducții puternice a tranzistorului T_{17}. Valoarea pozitivă a impulsului de întoarcere este destul de redusă, aproximativ 8 V, mai mare însă decît valoarea tensiunii din emitorul comun celor două tranzistoare. Datorită acestui fapt, în timpul aplicării impulsului de întoarcere, tranzistorul T_{17} este blocat. El conduce numai în intervalul dintre impulsuri, determinînd prin curentul de emitor o asemenea polarizare tranzistorului T_{16}, încît îl blochează. Tranzistorul T_{16} conduce numai pe timpul aplicării la baza lui a impulsurilor de sincronizare din semnalul video-complex. Impulsurile sînt amplificate și le regăsim cu polaritate negativă la bornele rezistenței de sarcină R_{210}. Prin intermediul condensatorului C_{204} sînt aplicate la baza tranzistorului T_{18}, a cărei tensiune de colector este stabilizată de către dioda Zener $13Z_4$. Curentul mediu al tranzistorului T_{18} variază funcție de valoarea maximă a impulsului amplificat. Impulsurile de sincronizare amplificate le găsim, atît în emitorul cît și în colectorul tranzistorului T_{18}. Prin decuplarea puternică a rezistențelor de sarcină din emitor ($R_{206} + R_{207}$) și din colector (R_{203}) cu condensatoarele electrolitice C_{202} și C_{201}, se obțin la bornele acestor rezistențe tensiuni continue, proporționale cu valoarea de vîrf a tensiunii semnalului recepționat și care sînt utilizate drept tensiuni de reglaj. Astfel tensiunea culeasă din circuitul de colector se utilizează ca tensiune de reglaj pentru tranzistoarele comandate din etajele de FI imagine-sunet, iar tensiunea culeasă din circuitul de emitor se utilizează pentru comanda tranzistorului din amplificatorul de FIF.

Rezistențele variabile R_{203} și R_{204} stabilesc cu precizie regimul de funcționare al tranzistorului T_{18}, prin reglarea polarizării colectorului și a bazei.

Montajul celor trei tranzistoare trebuie să aibă o foarte bună stabilitate cu temperatură. Stabilitatea termică a montajului, precum și polarizarea bazelor tranzistoarelor, sînt asigurate de rezistențele R_{213}, R_{214}, R_{206}, R_{207}, R_{211}, R_{215}, R_{202}, R_{204}.

13.3. REGLAJUL AUTOMAT AL FRECVENȚEI OSCILATORULUI DE FIF ȘI UIF

În timpul recepționării unei emisiuni de televiziune, datorită variației frecvenței oscilatorului, imaginea suferă anumite înrăutățiri și telespectatorul este nevoit să intervină pentru corectarea acestei variații.

Cauzele care determină o variație permanentă a frecvenței oscilatorului local sînt:

— fluctuațiile tensiunii de rețea;

— variațiile de temperatură.

Arhiva digitala SaDAng

Variațiile periodice ale frecvenței oscilatorului local sînt determinate în special de următoarele cauze:

— îmbătrînirea tuburilor electronice;
— îmbătrînirea pieselor care constituie circuitul oscilant;
— modificarea poziției relative a pieselor care compun oscilatorul local;
— apariția jocului mecanic la elementele sistemului de acord fin.

Variațiile frecvenței oscilatorului local se traduc în variații ale frecvenței intermediare imagine, iar acestea, la rîndul lor, contribuie la înrăutățirea calității imaginii.

Relația: $f_{ii} = f_h - f_{pi}$, unde f_{ii} este frecvența intermediară imagine; f_h — frecvența oscilatorului local și f_{pi} — frecvența purtătoare imagine, arată modul de variație a frecvenței intermediare imagine atunci cînd crește sau scade frecvența oscilatorului local.

Plasarea purtătoarei de imagine pe flancul lui Nyquist, într-o poziție superioară sau inferioară mijlocului acestui flanc, consecință a modificării valorii frecvenței intermediare, conduce la apariția unei imagini estompate, respectiv reliefate. Evident, există anumite limite admisibile pentru deplasarea purtătoarei pe flanc (+1 dB ... — 2dB), în care imaginea suferă modificări insensibile pentru ochiul telespectatorului. Deplasarea amintită este provocată de o variație a frecvenței intermediare, de ordinul a 200—300 kHz. Mărimea variației depinde foarte mult de înclinarea flancului Nyquist în jurul purtătoarei de imagine. Abateri ale frecvenței oscilatorului local mai mari decît limitele admisibile atrag deplasări mai importante ale purtătoarei de imagine pe flanc și calitatea imaginii se înrăutățește în mod vizibil, deranjînd de data aceasta telespectatorul. Practic, fiecare receptor de TV este înzestrat cu un sistem de reglare fină a frecvenței oscilatorului local, reglare care se face prin modificarea valorii inductanței sau capacității de acord a circuitului oscilant. Sistemul fiind accesibil, poate fi utilizat de telespectator ori de cîte ori calitatea imaginii se înrăutățește în sensul arătat mai sus.

La receptoarele de TV mai vechi cu căi separate pentru imagine și sunet, o variație a frecvenței oscilatorului local mai mare decît semibanda de trecere a amplificatorului de FI sunet conduce la înrăutățirea redării sunetului, prin aceea că semnalul de sunet este scos în afara benzii de trecere a amplificatorului. În cazul acestor tipuri de televizoare, necesitatea corectării acordului oscilatorului este mult mai imperioasă.

Faptul că în timpul unei emisiuni de TV telespectatorul este obligat să intervină de mai multe ori pentru corectarea acordului, în scopul obținerii unei imagini optime și a unui sunet optim, funcție de tipul televizorului, precum și faptul că o parte din telespectatori nu știu să acționeze asupra acestui sistem pentru obținerea condițiilor optime, mai ales că unele înrăutățiri similare ale calității imaginii pot proveni dintr-o reglare incorectă a contrastului sau din cauze exterioare receptorului, cere introducerea unui sistem de reglaj automat al frecvenței oscilatorului local.

La televizoare cu pretenții mai scăzute, introducerea sistemului de reglaj automat nu este o necesitate.

13.3.1. Principiul de funcționare

Schema-bloc reprezentată în fig. 13.18 ilustrează principiul de funcționare al sistemului de reglaj automat. Blocul *1* reprezintă etajul de amestec al receptorului de TV.

Blocul *2* reprezintă amplificatorul de FI imagine — sunet pentru receptoarele cu cale comună pentru imagine și sunet, iar pentru receptoarele cu căi separate el reprezintă amplificatorul de FI sunet.

Blocul *3* — amplificator de FI imagine — face parte din sistem numai în cazul receptoarelor cu cale comună și servește la amplificarea semnalului furnizat de ultimul etaj al AFI imagine — sunet.

Semnalul rezultat la ieșirea blocului *3*, respectiv *2*, în cazul receptoarelor cu căi separate, se aplică unui discriminator de fază și frecvență *4*. Tensiunea continuă pozitivă sau negativă, obținută la ieșirea discriminatorului, este amplificată de amplificatorul de curent continuu *5*, deoarece nu totdeauna mărimea tensiunii continue obținute la ieșirea discriminatorului este suficientă pentru scopul propus. În sfîrșit, tensiunea continuă sau curentul continuu, rezultate la ieșirea blocului *5*, comandă elementul esențial al schemei bloc-reactanța variabilă *6*.

Modificarea valorii reactanței variabile, care este conectată în paralel pe circuitul oscilant al oscilatorului *7*, determină variația frecvenței de oscilație a acestuia. Pe scurt, funcționarea principială a sistemului este următoarea: la o variație a frecvenței oscilatorului local cu Δf_h, frecvența intermediară variază cu aceeași valoare.

Semnalul de frecvență intermediară imagine sau sunet modificată este aplicat discriminatorului, ale cărui circuite sînt riguros acordate pe frecvența intermediară nominală. Diferența de frecvență (Δf_h) dintre frecvența de acord a circuitelor discriminatorului și frecvența semnalului aplicat acestuia, provoacă la ieșirea discriminatorului apariția unei tensiuni continue, a cărei polaritate pozitivă sau negativă depinde de semnul diferenței de frecvență și de tipul de montaj al discriminatorului (a se vedea funcționarea unui montaj elastic de discriminator de fază și frecvență). Tensiunea continuă, sau curentul continuu, obținute la ieșirea blocului *5*, ale căror amplitudini sînt proporționale cu mărirea diferenței de frecvență (Δf_h), comandă elementul de reactanță variabilă, modificîndu-i capacitatea sau inductanța echivalentă în asemenea mod, încît variația frecvenței oscilatorului local, determinată de modificarea valorii capacității sau inductanței reactanței variabile, să fie de sens contrar și de aceeași mărime cu cea provocată de acțiunea factorului destabilizator (temperatură, tensiune de rețea etc.).

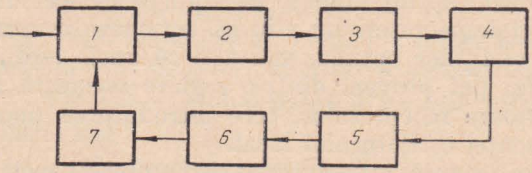


Fig. 13.18. Schema-bloc a sistemului de RAF al oscilatoarelor de FIF și UIF.

În acest fel frecvența oscilatorului local este readusă la valoarea nominală.

Arhiva digitala SaDAng

Ca elemente de reactanță variabilă se pot utiliza următoarele:
— un tub de reactanță;
— o diodă semiconductoare, utilizată ca rezistență variabilă sau ca reactanță capacitivă variabilă;
— o bobină cu miez magnetic, a cărei reactanță inductivă variază în funcție de curentul ce parcurge bobina;
— un condensator cu dielectric ceramic (titanat de bariu), a cărui capacitate variază cu tensiunea aplicată la borne.

De menționat, că folosirea condensatorului cu dielectric ceramic nu este încă posibilă, deoarece, avînd un coeficient de temperatură foarte ridicat și variabil, își variază capacitatea după alte legi decît cele care interesează. El se află în continuare în atenția cercetătorilor, care studiază corelarea tuturor variațiilor de capacitate în sensul dorit, dat fiind simplitatea și economicitatea sistemului care îl utilizează.

13.3.2. **RAF cu tub de reactanță**

Primele sisteme de control automat apărute în receptoarele de TV au folosit drept reactanță variabilă un tub de reactanță. Soluția a fost abandonată datorită apariției unor noi soluții, ca: dioda semiconductoare, bobina cu miez magnetic etc., mult mai simple, mai economice și mai eficace. Totuși, cu caracter informativ, se va prezenta o schemă de corecție utilizînd un tub de reactanță și principiul ei de funcționare.

Pentru înțelegerea funcționării schemei, reamintim — în cîteva cuvinte — principiul de lucru al unui tub de reactanță (o analiză mai detaliată este făcută în cap. 8). Un tub electronic, fie de exemplu o triodă, poate să se comporte ca o reactanță (capacitivă sau inductivă), atunci cînd un ansamblu format dintr-o rezistență și un condensator este conectat între anod și catod, grila fiind legată la joncțiunea celor două elemente ale ansamblului. Reactanța pe care o prezintă montajul din fig. 13.19 între punctele A și B este pur capacitivă dacă se respectă relația: $\frac{1}{\omega C} \gg R$, ω fiind frecvența din domeniul de lucru.

Capacitatea C_v, care intervine în această reactanță, depinde de panta tubului S și de valorile elementelor grupului RC, conform relației:

$$C_v = C(1 + SR). \qquad (13.1)$$

Aplicînd o tensiune continuă, a cărei mărime variază funcție de dezacordul de frecvență între grilă și catod, se va putea provoca o variație a capacității C_v, deoarece panta tubului variază funcție de mărimea tensiunii continue aplicate. Modul de variație a pantei cu tensiunea de polarizare a grilei depinde de tipul tubului electronic utilizat.

În fig. 13.20 este dată schema de corecție a frecvenței oscilatorului local prin folosirea unui tub de reactanță.

Trioda T_1 reprezintă oscilatorul local de FIF, iar trioda T_2 — tubul de reactanță.

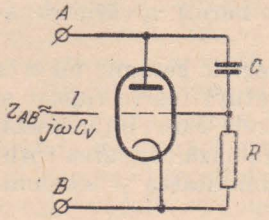


Fig. 13.19. Schema unui montaj cu tub de reactanţă.

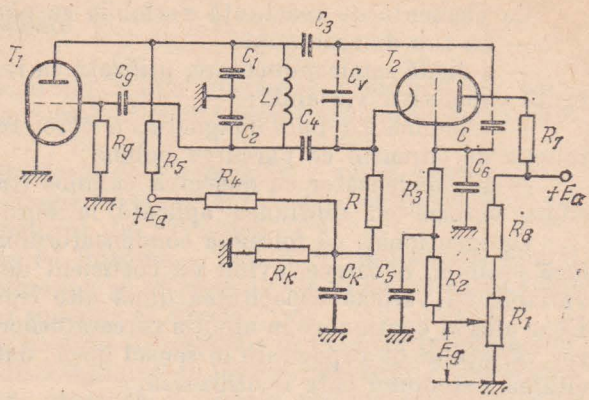


Fig. 13.20. Schema de corecţie a frecvenţei oscilatorului local prin folosirea unui tub de reactanţă.

Oscilatorul este de tip Colpitts, elementele circuitului oscilant fiind L_1, C_1, C_2, C_3, C_4 şi capacităţile parazite ale tubului T_1.

Tubul de reactanţă T_2 este conectat în paralel pe circuitul oscilant prin condensatoarele de trecere C_3, C_4. Montajul cu tub de reactanţă diferă de cel prezentat în fig. 13.19, prin faptul că, din punct de vedere alternativ, grila tubului este conectată la masă prin condensatorul C_6.

Capacitatea C, dintre anod şi grilă, marcată punctat pe figură, este constituită din ansamblul capacităţilor parazite existente între cei doi electrozi. Rezistenţa R este mult mai mare decît R_k şi, practic, în expresia lui C_v intervenţia ei este suficientă. Stabilirea punctului de funcţionare a tubului de reactanţă se obţine, prin aplicarea unor tensiuni continue pozitive, atît pe grilă cît şi pe catod, cea aplicată pe catod fiind mai mare ca cea aplicată pe grilă. Ambele tensiuni continue sînt furnizate de o sursă de tensiune continuă E_a, aflată în receptor, prin intermediul divizorilor de tensiune R_4, R_k, pentru catod şi R_8, R_1, pentru grilă. Cu ajutorul potenţiometrului R_1 se poate regla tensiunea E_g aplicată grilei. În acest mod se acţionează asupra pantei tubului, iar capacitatea C_v devine variabilă.

În condiţiile în care a fost descris montajul, el lucrează ca un sistem de reglaj fin manual, al frecvenţei oscilatorului. Transformarea într-un reglaj automat se face prin înlocuirea sursei furnizoare de tensiune continuă E_g. Noua sursă de tensiune va fi un discriminator de fază montat într-un lanţ mai complicat, de tipul celui din fig. 13.18.

13.3.3. RAF cu dioda semiconducătoare

Este sistemul cel mai des utilizat şi se întîlneşte în două variante:
— RAF cu diodă semiconductoare, utilizată ca o capacitate variabilă;
— RAF cu dioda semiconductoare, utilizată ca o rezistenţă variabilă.

Arhiva digitala SaDAng

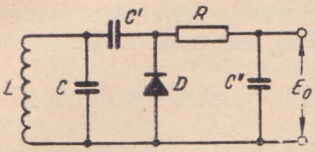


Fig. 13.21. Modul de conectare a diodei capacitive față de circuitul oscilant.

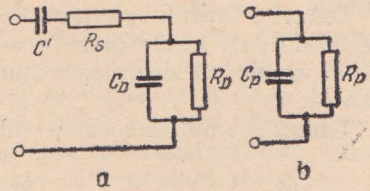


Fig. 13.22. Scheme echivalente: *a* — schema grupului format din *C'*, diodă și circuitul de polarizare; *b* — schema echivalentă a grupului din fig. 13.22, *a*.

1. **Dioda semiconductoare utilizată ca o capacitate variabilă.** Aceasta este, de obicei, o diodă de siliciu cu joncțiune, a cărei capacitate proprie aparentă este mai mare decît la diodele cu contact punctiform. Modul de conectare a diodei capacitive față de circuitul oscilant al oscilatorului este ilustrat de fig. 13.21.

Elementele circuitului oscilant sînt L și C. Tensiunea continuă pozitivă E_0, obținută manual sau automat, se aplică prin rezistența R catodului diodei D, menținînd-o permanent în stare de blocare. Schema din fig. 13.21 se poate transforma în schema echivalentă din fig. 13.22, *a*, în care grupul $C_D - R_D$ și R_s reprezintă dioda și circuitul său de polarizare. Prin R_D s-a notat rezistența inversă a diodei și prin C_D — capacitatea totală a diodei. Capacitatea totală este formată din două componente ($C_D = C_0 + C_b$), unde C_0 reprezintă capacitatea internă statică, iar C_b — capacitatea de barieră a diodei. Componenta care variază cu tensiunea inversă aplicată este capacitatea de barieră. Legea aproximativă de variație a acestei capacități cu tensiunea aplicată barierei este dată de relația:

$$C_b = k/U_i^n, \tag{13.2}$$

unde: K este o constantă specifică fiecărui tip de diodă;
U_i — tensiunea inversă aplicată barierei.
Exponentul n poate lua valori între 1/2 și 1/3.

Rezistența R_s are o valoare foarte mică și este practic independentă față de variația tensiunii inverse. În aceste condiții ea poate fi neglijată și noua schemă echivalentă a grupului C', $C_D - R_D$ poate fi remarcată în fig. 13.22, *b*.

Aplicînd formulele de transformare a elementelor conectate în serie în elemente conectate în derivație, se găsesc pentru R_p și C_p valorile date de expresiile:

$$R_p = \frac{1}{\omega^2 C'^2 R_D}[1 + \omega^2 R_D^2 (C_D + C')^2]. \tag{13.3}$$

$$C_p = C' \frac{1 + \omega^2 R_D^2 C_D (C_D + C')}{1 + \omega^2 R_D^2 (C_D + C')^2}. \tag{13.4}$$

Datorită faptului că frecvențele de lucru ale montajului în care este conectată dioda sînt foarte mari ($f > 80$ MHz), iar rezistența inversă a diodei R_D este, de asemenea, de valoare mare, termenii în $\omega^2 R_D^2$ sînt mult mai mari decît unitatea.

Ținînd seamă de această aproximare, expresiile de mai sus devin :

$$R_p = R_D\left(1 + \frac{C_D}{C'}\right)^2 \tag{13.5}$$

$$C_p = \frac{C_D}{1 + \frac{C_D}{C'}}. \tag{13.6}$$

Urmărind relațiile (13.5) și (13.6), se constată că variația capacității totale a diodei C_D, provocată de variația tensiunii inverse aplicate barierei, determină variația elementelor echivalente (R_p, C_p) conectate în derivație pe circuitul oscilant.

Așadar, la o creștere a tensiunii continue, aplicate diodei, scade capacitatea de barieră și, deci, capacitatea totală, ceea ce atrage după sine scăderea rezistenței și capacității echivalente montate în paralel pe circuitul oscilant. Scăderea capacității C_p determină o creștere a frecvenței de oscilație a oscilatorului local, iar scăderea rezistenței R_p produce o amortizare a circuitului oscilant, micșorînd prin aceasta amplitudinea tensiunii de oscilație.

O schemă completă a unui dispozitiv de control automat al frecvenței oscilatorului de FIF, care folosește o diodă capacitivă, este prezentată în fig. 13.23.

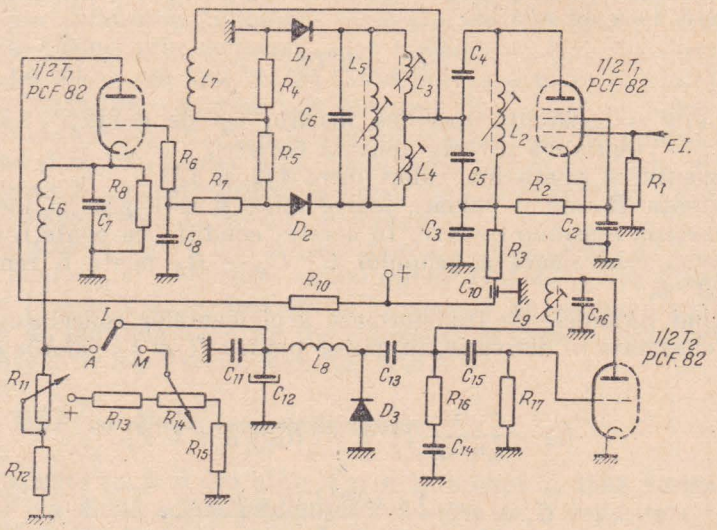


Fig. 13.23. Schema electrică a sistemului de RAF, cu diodă capacitivă.

Arhiva digitala SaDAng

Făcînd apel la schema-bloc din fig. 13.18, se pot identifica cu ușurință blocurile respective în fig. 13.23. Semnalul de FI imagine, cules din primarul ultimului transformator de FI, se aplică pe grila părții pentodă a tubului T_1 — PCF82, care funcționează într-un montaj de amplificator de *FI* imagine (blocul *3*). În circuitul anodic al tubului amplificator regăsim blocul *4* — un discriminator de fază echipat cu diodele D_1 și D_2 și ale cărui circuite, primar și secundar, sînt riguros acordate pe frecvența intermediară imagine.

La bornele rezistențelor de sarcină ale discriminatorului (R_4 și R_5) se obține tensiunea continuă (E_0), a cărei valoare este proporțională cu diferența de frecvență Δf_h și urmărește curba *S* din fig. 13.24.

Această tensiune, după ce a fost filtrată de grupul R_7, C_8, comandă partea triodă a tubului T_1 — PCF82, care funcționează ca amplificator de curent continuu (blocul *5*). Curentul anodic al triodei se închide la masă, o parte prin R_8 și altă parte prin L_6, R_{11}, R_{12}. Cînd întreruptorul *I* este trecut pe poziția *A* (automat), căderea de tensiune de la bornele rezistențelor R_{11} și R_{12} se aplică catodului diodei capacitive D_3 (blocul *6*).

Dioda D_3 în serie cu C_{13} este conectată în paralel pe capacitatea grilă-masă a oscilatorului — una din capacitățile componente ale circuitului oscilant al oscilatorului local de *FIF*, echipat cu partea triodă a tubului T_2 — PCF82 (blocul *7*). Eventualele componente alternative sînt împiedicate să ajungă în circuitul oscilant de către bobinele de șoc L_6 și L_8. Tensiunea continuă, care se aplică catodului diodei D_3, variază în funcție de dezacordul oscilatorului (Δf_h) după curba dată în fig. 13.25.

Regimul de lucru al triodei tubului T_1 — PCF82 este în așa fel ales încît curba din fig. 13.25 să fie respectată. Pentru o tensiune inversă de 3 V, aplicată diodei D_3, capacitatea echivalentă a acesteia, împreună cu celelalte elemente ale circuitului oscilant, determină frecvența corectă de lucru a oscilatorului local.

La o creștere a frecvenței oscilatorului de FIF se produce o creștere a frecvenței intermediare, apare o tensiune continuă negativă la ieșirea discri-

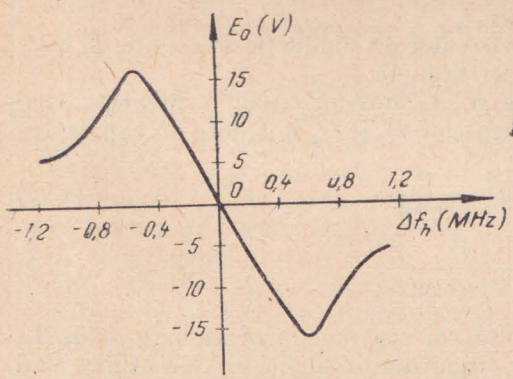


Fig. 13.24. Curba în „S" a discriminatorului de fază.

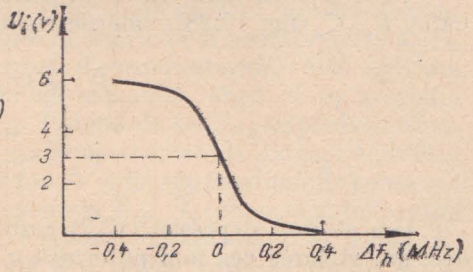


Fig. 13.25. Variația tensiunii continue aplicate diodei funcție de dezacordul Δf_h.

minatorului de fază, care provoacă o scădere a tensiunii inverse aplicate diodei. Scăderea tensiunii inverse conduce la creşterea capacităţii de blocare, deci o creştere a capacităţii echivalente conectată în paralel pe circuitul oscilant, care atrage după sine scăderea frecvenţei oscilatorului local la valoarea corectă.

La o micşorare a frecvenţei oscilatorului local, fenomenul se petrece invers.

Schema din fig. 13.23 este prevăzută şi cu posibilitatea reglării manuale a frecvenţei oscilatorului. Este suficient ca întreruptorul I să fie trecut pe poziţia M (manual) şi sistemul de reglaj automat este deconectat.

Tensiunea inversă aplicată diodei D_3 este culeasă de pe cursorul potenţiometrului R_{14}, cu ajutorul căruia se fixează tensiunea necesară pentru reacordarea oscilatorului.

2. **Dioda semiconductoare utilizată ca o rezistenţă variabilă.** Aceasta îşi bazează funcţionarea pe faptul că rezistenţa ei de conducţie variază în funcţie de curentul continuu care o parcurge. Modul de conectare a diodei faţă de circuitul oscilant al oscilatorului local este arătat în fig. 13.26.

Curentul I_0, furnizat de sursa de tensiune continuă E_0, străbate dioda D, modificîndu-i rezistenţa de conducţie în funcţie de mărimea lui. În practică, dioda folosită este de tipul cu germaniu cu contact punctiform, avînd o capacitate internă foarte mică, sub 1 pF. De aceea, dioda poate fi reprezentată într-o schemă echivalentă printr-o rezistenţă variabilă R'. Schema echivalentă a grupului elementelor montate în paralel pe circuitul oscilant (condensatorul de cuplaj C' şi dioda D) se reduce la un condensator C', legat în serie cu o rezistenţă variabilă R' (fig. 13.27).

Atunci cînd conducţia prin diodă este maximă, rezistenţa R' devine practic nulă şi în paralel pe circuitul oscilant rămîne conectat condensatorul C'. În acest caz, frecvenţa de oscilaţie are valoarea cea mai mică. Mai există un caz extrem, cînd dioda este blocată. În această situaţie rezistenţa R' este practic infinită, condensatorul C' este izolat de circuitul oscilant, iar frecvenţa de oscilaţie are valoarea cea mai mare.

Pentru valori intermediare ale rezistenţei de conducţie frecvenţa de oscilaţie variază între limitele maximă şi minimă.

Dacă transformăm circuitul serie R', C' într-un circuit echivalent derivaţiei R_p, C_p (fig. 13.28), valorile elementelor R_p şi C_p sînt date de expresiile:

$$R_p = R' + \frac{1}{\omega^2 C'^2 R'}, \tag{13.7}$$

$$C_p = \frac{C'}{1 + \omega^2 C'^2 R'^2}. \tag{13.8}$$

Din studiul expresiei (13.7) rezultă că, cea mai mică valoare a lui R_p, deci amortizarea cea mai puternică a circuitului oscilant, are loc atunci cînd $R' = \frac{1}{\omega C'}$.

Arhiva digitala SaDAng

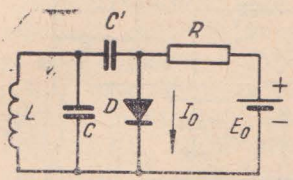


Fig. 13.26. Modul de conectare a diodei față de circuitul oscilant.

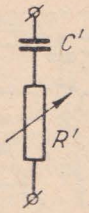


Fig. 13.27. Schema echivalentă a lui C' și D.

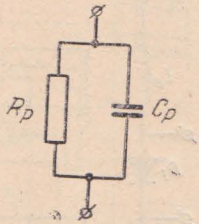


Fig. 13.28. Schema echivalentă a circuitului din fig. 13.27.

În realitate, variația rezistenței R' nu este determinată numai de variația curentului furnizat de sursa E_0, ci și de variația tensiunii de oscilație a oscilatorului.

Tensiunea obținută la bornele circuitului oscilant (LC) se aplică prin intermediul condensatorului C', diodei D.

În semiperioada în care tensiunea de oscilație este pozitivă, rezistența de conducție a diodei variază instantaneu funcție de valoarea acestei tensiuni. Datorită acestui fapt, atît C_p cît și R_p variază instantaneu funcție de tensiunea de oscilație. În consecință, frecvența de oscilație depinde nu numai de dezacordul Δf_h, ci și de tensiunea de oscilație. Punerea la punct a dispozitivului, în cazul descris, este mult mai dificilă.

În fig. 13.29 este dată schema sistemului de reglaj automat al frecvenței folosit la televizorul Cosmos 1.

Prin intermediul condensatorului de 2 pF se aplică grilei tubului amplificator de *FI* imagine T_4 — EF80 un semnal de frecvență intermediară imagine, cules de la ultimul transformator de *FI* imagine-sunet. Tubul T_4 lucrează într-un montaj reflex, realizînd în afara amplificării semnalelor de *FI* și o amplificare a tensiunii continue, obținută la ieșirea discriminatorului de fază.

Discriminatorul de fază, echipat cu diodele D_2 și D_3, este de tipul cu sarcină infinită, ieșirea lui fiind între anozii celor două diode. Circuitele primar și secundar ale discriminatorului sînt riguros acordate pe frecvența de 38 MHz.

Tensiunea continuă obținută la ieșirea discriminatorului este aplicată grilei tubului T_4 sub forma unei tensiuni de comandă, după ce în prealabil a fost filtrată de elementele C_{130}, R_{17}, C_{145}. Bobina de șoc L_{12} împiedică scurtcircuitarea semnalului de *FI* de către condensatoarele de filtraj. Curentul catodic al tubului T_4, a cărui mărime depinde de valoarea tensiunii de comandă aplicată grilei, se închide la masă prin elementele R_{16}, R_{27} conectată în paralel cu potențiometrul R_{188}, L_8, D_1 și R_{12}. Trecerea curentului prin dioda D_1 provoacă variația rezistenței de conducție a acesteia, care, la rîndul ei, se traduce printr-o variație a capacității și rezistenței echivalente, conectate în paralel pe circuitul oscilant, modificînd în acest fel frecvența de oscilație

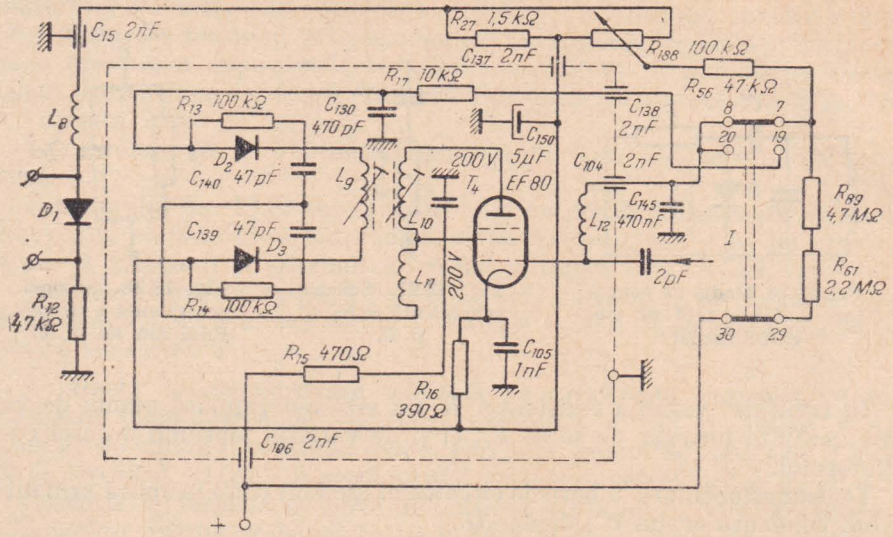


Fig. 13.29. Schema electrică a sistemului de RAF cu diodă folosită ca rezistență variabilă.

a oscilatorului local. În eventualitatea dispariției semnalului de *FI*, pe o perioadă scurtă, de ordinul fracțiunilor de secundă, condensatorul C_{150} reușește să păstreze la bornele lui, timp de aproximativ 50 ms, o tensiune continuă suficientă, care să înlesnească sistemului prinderea frecvenței corecte la apariția semnalului.

La o scădere a frecvenței oscilatorului local, scade și frecvența intermediară, iar tensiunea continuă de la ieșirea discriminatorului este de polaritate negativă. Tensiunea de comandă fiind negativă, reduce panta tubului și micșorează curentul catodic al acestuia. Scăderea curentului provoacă mărirea rezistenței de conducție a diodei D_1 care, la rîndul ei, determină scăderea capacității C_p, micșorînd în acest fel frecvența de oscilație pînă la valoarea corectă.

Sistemul lucrează automat, atunci cînd întreruptorul *I* este pus în poziția în care contactele *7*, *8* și *29*, *30* sînt deconectate, în schimb legîndu-se contactele *19* cu *20*.

Prin închiderea contactelor *7—8* și *29—30*, sistemul de reglaj automat se deconectează, iar reglarea frecvenței oscilatorului local se poate face manual prin intermediul potențiometrului R_{188}. Curentul continuu care străbate dioda este compus din două componente: curentul de repaos al tubului T_4 și curentul ce se derivă din sursa de alimentare anodică prin ramura rezistivă formată din: R_{61}, R_{89}, R_{56} și R_{27} în paralel cu potențiometrul R_{188}.

În cazul reglajului manual, variațiile curentului ce parcurge dioda sînt mai mari, oferind astfel posibilitatea ca frecvența oscilatorului să varieze în limite mai largi.

Arhiva digitala SaDAng

13.3.4. RAF cu bobină cu miez magnetic

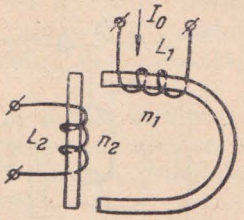


Fig. 13.30. Elementul de reactanță inductivă variabilă.

Elementul de reactanță variabilă este, în principiu, constituit dintr-un miez de ferită în formă de U, pe care este bobinată o înfășurare conținînd n_1 spire. Miezul în U este închis la capete de o bară de ferită, pe care este bobinată o altă înfășurare conținînd n_2 spire (fig. 13.30). Dacă prin înfășurarea de n_1 spire trece un curent I_0, inducția în bara de ferită variază în funcție de numărul amperi-spirelor magnetizate ($n_1 I_0$), producînd o saturație mai mare sau mai mică a miezului de ferită. Apariția unei saturații variabile conduce la o variație a permeabilității efective (μ_{ef}) a miezului de ferită. În lipsa curentului I_0, valoarea inductanței L_2 era dată de formula:

$$L_2 = k\ \mu\ n_2^2 \tag{13.9}$$

unde k este factorul de formă al bobinajului;

μ — permeabilitatea miezului de ferită.

La trecerea curentului I_0 prin bobina L_1, valoarea inductanței L_2 se modifică conform formulei:

$$L_2 = k\ \mu_{ef} n_2^2, \tag{13.10}$$

unde μ_{ef} este permeabilitatea efectivă a miezului de ferită și este o funcție de curentul I_0 [$\mu_{ef} = f(I_0)$]. Dacă bobina L_2 se conectează în paralel pe bobina circuitului oscilant al oscilatorului local, se vede cu ușurință că prin modificarea valorii curentului I_0 se poate provoca o variație a frecvenței de oscilație.

Variațiile frecvenței de oscilație pot fi predeterminate din timp funcție de variațiile curentului I_0.

Un sistem de RAF care folosește o asemenea metodă, pentru corectarea frecvenței oscilatorului local, este prezentat în fig. 13.31. Funcționarea schemei respective se bazează pe principiul de funcționare expus înainte, bobinele care determină modificarea permeabilității efective a feritei la trecerea unui curent prin ele fiind L_1 și L_2.

Curentul care străbate bobinele L_1 și L_2, legate în serie, este o parte din curentul catodic al tubului EF80, tub care lucrează într-un montaj reflex (amplificator de FI și amplificator de c.c.).

Variația curentului este determinată de variația tensiunii de comandă aplicată grilei, tensiune obținută la ieșirea discriminatorului de fază și care este proporțională cu dezacordul de frecvență, ca și în cazurile precedente.

Schema de față se deosebește de precedentele, în afara principiului de modificare a frecvenței de oscilație, prin faptul că acționează asupra frecvenței de oscilație, atît la oscilatorul de FIF cît și la cel de UIF. Acționarea se face prin intermediul bobinelor L'' și L'. Frecvența corectă de lucru a oscilatoarelor de FIF și UIF este asigurată la trecerea curentului de repaos al tubului EF80 prin bobinele L_1 și L_2. Eventuale fluctuații ale tensiunii de rețea

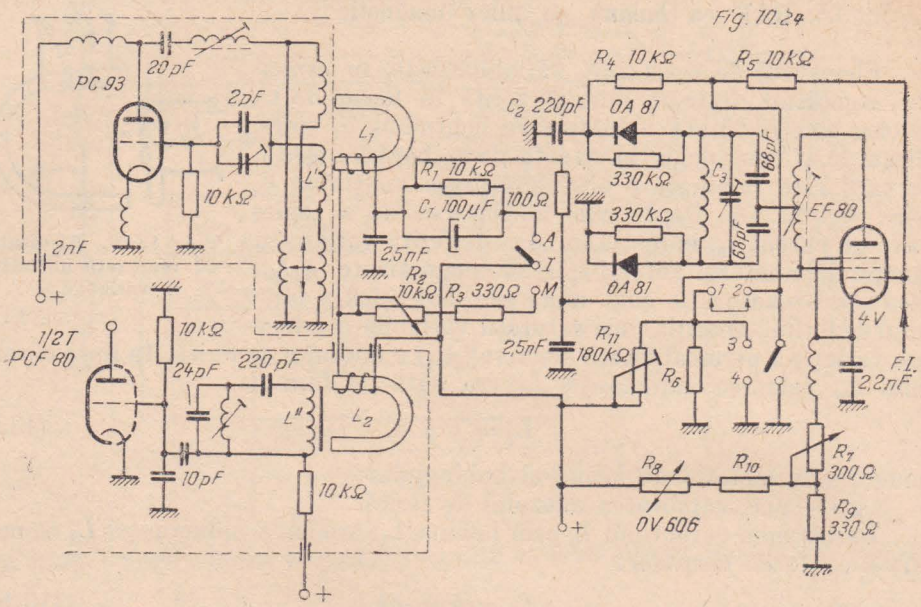


Fig. 13.31. Schema electrică a sistemului de RAF cu bobină cu miez.

provoacă modificarea frecvenței prin modificarea curentului de repaos. Menținerea constantă a curentului continuu, în cazul unor fluctuații ale tensiunii de rețea, este asigurată de varistorul R_8 — OV606. La creșterea tensiunii de rețea, rezistența varistorului R_8 își scade valoarea, permițînd astfel trecerea unui curent suplimentar mai mare prin rezistența R_9.

Crescînd potențialul catodului, înseamnă că s-a mărit negativarea grilei de comandă și valorile curenților de ecran și anod, care deveniseră mai mari din cauza creșterii tensiunii de rețea, scad, revenind la valoarea nominală de repaos. Sistemul este realizat, atît pentru reglaj automat, cît și pentru reglaj manual. În cazul reglajului manual al frecvenței oscilatorului de UIF se scurtcircuitează contactele *3* și *4*, deoarece nu este necesară o valoare mărită a curentului catodic.

13.4. REGLAJUL AUTOMAT AL LUMINOZITĂȚII ȘI CONTRASTULUI

Acești doi parametri importanți ai calității imaginii televizate (luminozitatea și contrastul) sînt determinați în ultimă instanță de un factor comun — curentul de fascicul al tubului cinescop. Variația curentului de fascicul este provocată, în esență, de variația diferenței de potențial dintre grila de comandă și catod. Prin luminozitatea unei imagini trebuie înțeles luminozitatea fondului acesteia sau, mai precis, o medie a luminozităților

Arhiva digitala SaDAng

tuturor punctelor luminoase sau mai puțin luminoase ale imaginii. Modificarea potențialului continuu al catodului sau grilei de comandă a tubului cinescop modifică componenta medie a curentului de fascicul și, în consecință, determină modificarea luminozității medii a imaginii.

Prin contrastul unei imagini trebuie înțeles raportul dintre luminozitatea celui mai luminos punct și luminozitatea celui mai puțin luminos punct al imaginii. Modificarea potențialului alternativ al catodului sau grilei de comandă, prin variația nivelului semnalului video complex aplicat unuia dintre acești electrozi, provoacă variația curentului de fascicul în același ritm. Curentul determină, la rîndul lui, o variație similară a luminozității punctelor ecranului. Rezultatul acestor variații se traduce printr-o modificare a contrastului.

Modificarea nivelului semnalului video-complex, cît și a polarizării în curent continuu, se pot efectua manual cu ajutorul unor elemente de circuit, de obicei potențiometre încorporate în interiorul receptorului de TV.

Din cele arătate se constată, că între cei doi parametri există o dependență bine definită și variația unuia implică corecția celuilalt.

Luminozitatea și contrastul unei imagini televizate pot fi modificate, în afară de variațiile nivelului semnalului video-complex și a componentei continue a acestuia, și de către alți factori, ca, de exemplu : iluminarea mediului ambiant, variațiile tensiunii de alimentare, variația nivelului de alb în unda modulată, efectul fiziologic etc.

Menținerea unei corespondențe optime între cei doi parametri-luminozitate și contrast — prin reglarea manuală a elementelor de circuit amintite, de către telespectator, în cazul acționării mai multor factori destabilizatori, este practic imposibilă.

Mai mult, datorită faptului că acțiunea unora dintre factori, ca, de exemplu, modificarea iluminării mediului în care se televizează diversele scene la emisie, se exercită cu o frecvență destul de mare în timpul unei emisiuni, telespectatorul este obligat să intervină foarte des pentru corectarea celor doi parametri.

Soluția, care oferă comoditate telespectatorului și precizie reglării optime a corespondenței dintre luminozitate și contrast, constă în automatizarea reglării acestor doi parametri.

13.4.1. Reglajul automat al luminozității

Factorul cel mai important care contribuie la modificarea luminozității imaginii în timpul unei emisiuni este lumina mediului ambiant. Iluminarea imaginii de către sursele de lumină existente în mediul înconjurător conduce la mărirea luminozității fiecărui punct al imaginii vizionate.

Pentru corectarea acestui inconvenient este necesară o creștere suplimentară a curentului de fascicul. Schemele care s-au imaginat pentru reglarea automată a luminozității folosesc ca principiu modificarea potențialului continuu al grilei de comandă sau al catodului tubului cinescop.

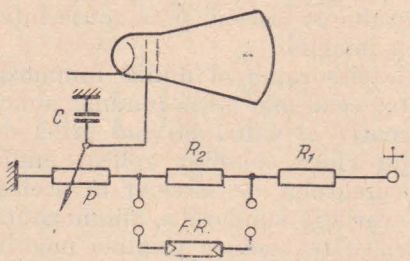


Fig. 13.32. Schema electrică a dispozitivului de reglare automată a luminozității, funcție de iluminarea ambiantă.

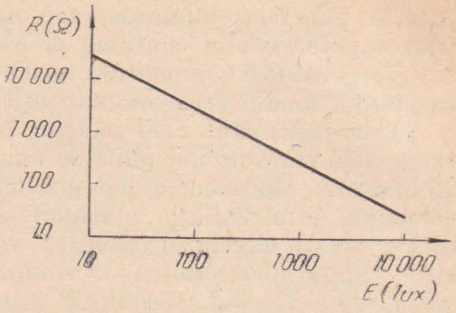


Fig. 13.33. Variația rezistenței cu iluminarea la fotorezistența LDR-03.

În fig. 13.32 este prezentată o schemă foarte simplă de reglare automată a luminozității, funcție de iluminarea ambiantă, folosind ca principiu modificarea potențialului continuu al grilei de comandă a tubului cinescop.

Elementul care asigură automatizarea schemei este fotorezistența (*FR*). Fotorezistența este un element semiconductor constituit dintr-o plachetă de sulfură de cadmiu activată, a cărui rezistență internă variază cu fluxul luminos la care este expus. Modul de variație a rezistenței cu iluminarea, pentru fotorezistența de tipul LDR-03, este arătat în fig. 13.33. Rezistența sa este maximă la întuneric și scade pe măsură ce iluminarea ei crește. Modul de variație este același pentru toate tipurile de fotorezistențe, deosebirea constînd în aceea că pentru o iluminare fixă valorile rezistenței interne diferă între ele.

Avînd în vedere această proprietate a fotorezistenței, funcționarea schemei este următoarea : la creșterea iluminării ambiante, rezistența internă a fotorezistenței scade, potențialul grilei tubului cinescop crește și astfel crește luminozitatea ecranului. Scăderea iluminării mediului ambiant conduce la un proces invers.

Elementul fotorezistiv este plasat pe o latură a televizorului în același plan cu ecranul tubului cinescop, astfel ca iluminarea lui de către mediul ambiant să fie aceeași cu a ecranului.

13.4.2. Reglajul automat al contrastului

Și în acest caz, factorul determinant al modificării contrastului îl constituie lumina mediului ambiant. Exemplul care urmează pune în evidență influența pe care o manifestă lumina mediului ambiant asupra contrastului imaginii. O imagine privită în întuneric are luminozitatea punctelor celor mai luminoase egală cu 200 niți, iar a punctelor celor mai întunecate egală cu 2 niți. În aceste condiții contrastul imaginii este egal cu $200/2 = 100$.

Arhiva digitala SaDAng

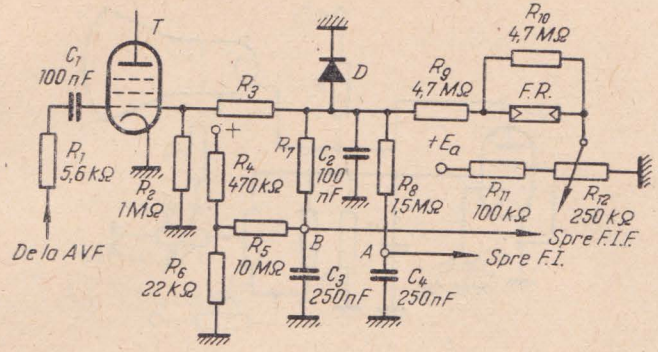


Fig. 13.34. Schema electrică a dispozitivului de reglare automată a contrastului, funcție de iluminarea ambiantă.

Dacă imaginea este supusă unei iluminări externe de 3 niți, contrastul se micșorează, devenind $(200 + 3)/(2 + 3) \simeq 40$.

Corecția necesară trebuie efectuată prin mărirea nivelului semnalului video-complex aplicat electrodului de comandă al tubului cinescop. Corecția este posibilă numai în măsura în care schema electrică a receptorului de TV permite mărirea semnalului video-complex fără apariția altor fenomene perturbatoare.

Mărirea sau micșorarea nivelului semnalului aplicat electrodului de comandă al tubului cinescop se realizează prin variația amplificării etajelor de VF sau de FI.

În fig. 13.34 se prezintă o schemă de reglare automată a contrastului funcție de iluminarea ambiantă, prin acționarea asupra amplificării etajelor de FI.

Pe dioda D se însumează o componentă de tensiune negativă provenită de la grila tubului separator de impulsuri T cu o componentă de tensiune pozitivă provenită de la sursa de alimentare generală prin intermediul potențiometrului R_{12}.

Din punctul A se culege tensiunea de RAA pentru etajele de FI și din punctul B tensiunea de RAA necesară amplificatorului de FIF. Dioda D evită funcționarea tuburilor de FI și FIF într-o regiune cu tensiuni pozitive, unde disipația va fi periculoasă. Potențialul anodului diodei D devine practic nul, de îndată ce componenta de tensiune pozitivă depășește în valoare componenta de tensiune negativă. În consecință, potențialul punctului A va fi nul sau negativ.

Considerentele de mai sus erau necesare pentru înțelegerea funcționării automate a dispozitivului. Dacă receptorul de TV se află într-un mediu cu o lumină redusă, valoarea rezistenței elementului fotorezistiv FR crește, componenta de tensiune pozitivă aplicată diodei D scade, tensiunea negativă din punctul A crește, amplificarea etajelor de FI scade și contrastul imaginii se reduce. Din contră, la o creștere a iluminării fotorezistenței de către mediu,

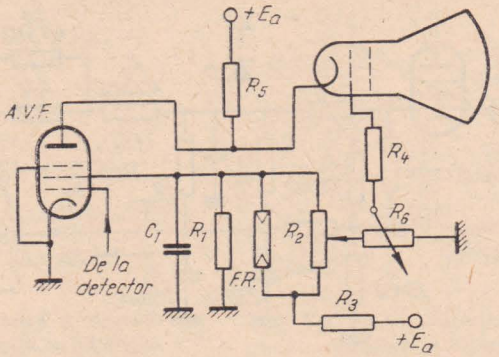


Fig. 13.35. Schema electrică a dispozitivului de reglare automată a luminozității și contrastului, funcție de iluminarea ambiantă.

rezistența acesteia începe să scadă, valoarea componentei de tensiune pozitivă se mărește, tensiunea negativă din punctul A se micșorează, amplificarea etajelor de FI crește și contrastul se mărește.

Menționăm, că există o mare varietate de scheme pentru compensarea contrastului modificat prin acționarea altor factori destabilizatori.

13.4.3. Reglajul automat al luminozității și contrastului

În paragrafele precedente s-au studiat cîteva scheme în care compensarea se făcea în mod separat, fie pentru luminozitate, fie pentru contrast. În schema din fig. 13.35 se va arăta modul cum se face compensarea automată simultană a luminozității și contrastului funcție de iluminarea mediului ambiant.

Cînd luminozitatea creată de mediul ambiant crește, scade rezistența elementului fotorezistiv, iar tensiunea de ecran a tubului final video își mărește valoarea. Creșterea tensiunii de ecran determină mărirea amplificării tubului respectiv, deci mărirea contrastului. În același timp crește și tensiunea continuă pe cursorul potențiometrului R_6, scăzînd în acest fel negativarea tubului cinescop. Scăderea negativării grilei față de catod atrage după sine o mărire a curentului de fascicul și deci a luminozității, adică tocmai ceea ce se dorea. La scăderea iluminării mediului ambiant, faptele se petrec în sens contrar.

Arhiva digitala SaDAng

CAPITOLUL 14

CIRCUITE AUXILIARE

14.1. GENERALITĂȚI

Televizoarele conțin, pe lîngă circuitele descrise pînă acum, o serie de circuite auxiliare care îmbunătățesc parametrii calitativi sau fac mai comodă vizionarea programelor de televiziune.

Cu toate că nu sînt absolut necesare, unele circuite se întrebuințează în mod frecvent, deoarece prin utilizarea lor se obține o îmbunătățire sensibilă a calității televizorului. În această categorie se încadrează circuitele pentru pornire silențioasă și pentru stingerea spotului. Circuitele sînt simple și nu măresc sensibil prețul televizorului.

Alte perfecționări se întîlnesc sporadic, deoarece sau au o schemă complexă, cu un preț de cost ridicat, sau aportul lor calitativ nu este însemnat.

În această categorie se încadrează următoarele perfecționări:

— atenuarea structurii de linii;
— comanda de la distanță;
— conectarea magnetofonului și a picapului la calea de sunet;
— registru pentru imagine.

14.2. PORNIRE SILENȚIOASĂ

După pornire, televizorul și tuburile din lanțul antenă-difuzor se încălzesc mai repede decît dioda recuperatoare și tubul final linii. În consecință, programul sonor se aude înaintea intrării în funcție a etajului final linii, deci a apariției imaginii. La receptoarele cu RAA necomandat acest fapt nu deranjează. La receptoarele cu RAA comandat, pînă la apariția imaginii tensiunea de RAA este nulă, ceea ce conduce la supraexcitarea tuburilor din AFI imagine-sunet ce funcționează cu amplificare maximă. Sunetul este însoțit de perturbații supărătoare, care dispar la apariția tensiunii de RAA. Eliminarea acestei deficiențe se face prin următoarele metode:

— blocarea tuburilor comandate de RAA cu ajutorul unei tensiuni negative;

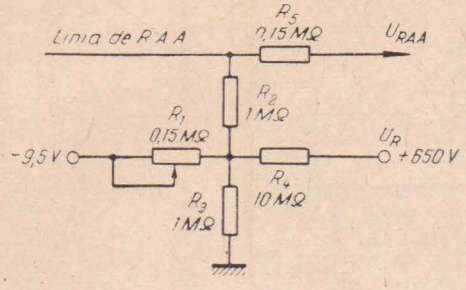


Fig. 14.1. Schema circuitului de RAA de la televizorul Rubin 102 A.

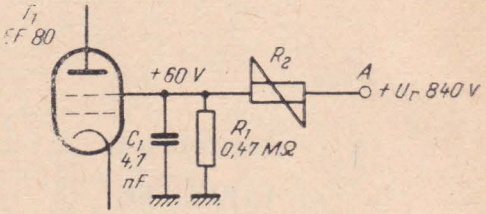


Fig. 14.2. Schema de pornire silențioasă de la televizorul Dacia VS59-662.

— alimentarea AFI sunet de la tensiunea recuperată;
— alimentarea amplificatorului de audiofrecvență de la tensiunea recuperată.

În fig. 14.1 este reprezentată schema parțială a circuitului de RAA de la televizorul Rubin 102 A. La pornire, de la un redresor separat se aplică prin rezistența R_1 o tensiune negativă de —9,5 V. Această tensiune blochează selectorul de canale și AFI imagine-sunet. După încălzirea diodei recuperatoare apare tensiunea recuperată de +650 V care, aplicată prin rezistența R_4, modifică tensiunea de RAA la —1,8 V (fără semnal), astfel că receptorul se deblochează, sunetul și imaginea apărînd simultan.

În fig. 14.2 este reprezentată schema de pornire silențioasă de la televizorul Dacia VS59—662. Atît timp cît etajul final linii nu lucrează, nu există tensiune de RAA, iar tensiunea recuperată este nulă. Tubul T_1 nu va amplifica semnalele aplicate grilei de comandă, deoarece tensiunea de ecran este, de asemenea, nulă. Cînd etajul final linii începe să funcționeze, tensiunea în punctul A crește la aproximativ +840 V, iar tensiunea grilei ecran, la tensiunea normală de funcționare (aproximativ 60 V).

14.3. STINGEREA SPOTULUI

14.3.1. Stingerea spotului în timpul cursei inverse

Cursa inversă a baleiajului corespunde, în cazul sincronizării, cu apariția impulsului de stingere din semnalul video-complex (fig. 14.3) ce se aplică pe electrodul de comandă al cinescopului. Impulsul are o astfel de polaritate (negativ cînd semnalul se aplică pe grilă și pozitiv cînd se aplică pe catod), încît provoacă micșorarea curentului de fascicul, deci a luminozității. Pentru o luminozitate redusă a imaginii, impulsul de stingere blochează tubul cinescop, așa că liniile corespunzătoare întoarcerii nu se văd. Cînd se mărește luminozitatea, liniile încep să fie vizibile. Pe ecran apar numai linii luminoase corespunzătoare cursei directe pe orizontală în timpul cursei inverse pe verticală.

Arhiva digitala SaDAng

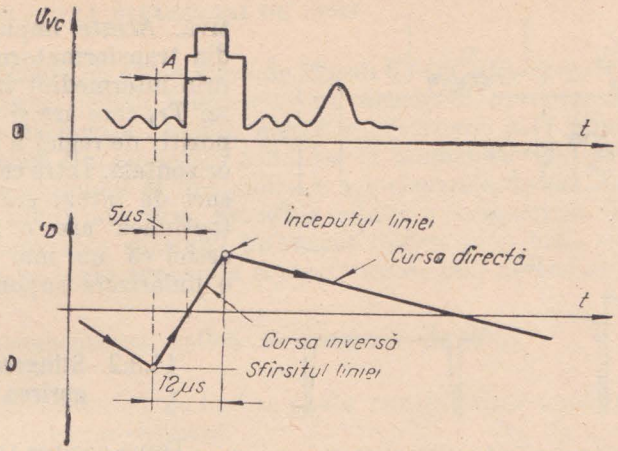


Fig. 14.3. Semnalul videocomplex (*a*) şi curentul din bobina de baleiaj pe orizontală (*b*).

Aceste linii se pot elimina prin blocarea tubului cinescop în timpul întoarcerii de către impulsuri de polaritate corespunzătoare obţinute din etajul final de cadre. Tensiunea de baleiaj cadre între două impulsuri de întoarcere are o formă în dinte de ferăstrău. Această porţiune a tensiunii produce o luminozitate neuniformă pe ecran, mai mare în partea superioară. Pentru liniarizarea tensiunii între impulsurile de întoarcere se face o limitare cu diodă sau o derivare parţială.

Cursa inversă a spotului pe orizontală nu deranjează, deoarece timpul de întoarcere este foarte mic, astfel că liniile sînt practic imperceptibile. Din acest motiv, în multe televizoare nu există circuite speciale pentru stingerea spotului pe orizontală.

În televizoarele moderne cu domeniu de prindere al sincronizării lărgit, sincronizarea se menţine şi la diferenţe mari între frecvenţa de oscilaţie liberă a oscilatorului de linii şi frecvenţă impulsurilor de sincronizare. În cazul existenţei unei diferenţe de frecvenţă mari (aproximativ 300—600 Hz), datorită sistemului de sincronizare în comparator de fază, între impulsurile de stingere conţinute în semnalul video-complex şi cursa inversă a baleiajului de linii apar defazaje mari, ce pot ajunge la 5 μs. După cum se observă în fig. 14.3, o parte a semnalului video (zona *A*) se suprapune peste o porţiune a cursei inverse. În consecinţă, în partea dreaptă a ecranului, imaginea se va întoarce spre partea stîngă. Fenomenul se poate înlătura prin stingerea spotului în timpul cursei inverse a baleiajului pe orizontală.

În fig. 14.4, *a* este reprezentată schema de stingerea spotului din televizorul Naţional VS59-663. Impulsurile de polaritate negativă din secundarul transformatorului de cadre Tr_1 sînt deformate de circuitul de pseudodiferenţiere $C_1C_2R_2$ şi aplicate pe grila de comandă a tubului cinescop. Pe grilă sînt aplicate şi impulsurile de stingere pe orizontală cu polaritate nega-

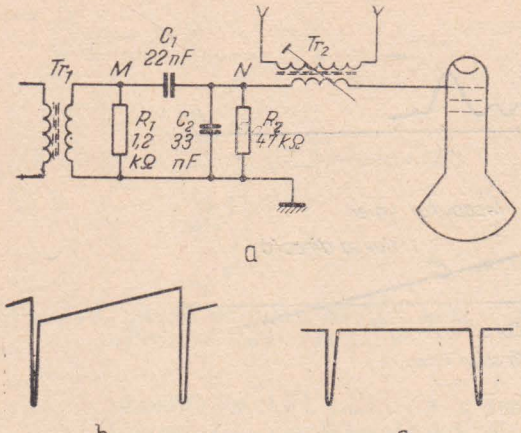


Fig. 14.4. Stingerea cursei inverse la televizorul Național VS59-633 :
a — schema de principiu; *b* — forma impulsului în punctul *M*; *c* — forma impulsului în punctul *N*.

tivă. Aceste impulsuri se obțin din transformatorul de ieșire linii prin intermediul transformatorului Tr_2 care are și funcția de dispozitiv de reglaj a dimensiunii pe orizontală. Între cele două impulsuri de întoarcere pe orizontală tensiunea are o formă liniară, astfel că nu mai este necesară o liniarizare suplimentară.

14.3.2. Stingerea spotului la oprirea televizorului

După oprirea televizorului catodul tubului cinescop mai emite electroni, iar condensatorul format din anodul cinescopului și metalizare rămîne încărcat la o tensiune mare. Electronii atrași de anodul cinescopului vor produce pe ecran un punct cu luminozitate mare. Curentul de fascicul este infim, astfel că tensiunea anodică înaltă se menține mult timp. Punctul luminos persistă uneori 10—20 min. Pata luminoasă poate deteriora ecranul, distrugînd substanța luminescentă din centrul ecranului. Tuburile cinescop moderne, ce funcționează cu o tensiune anodică mare, de aproximativ 17—18 kV, sînt foarte sensibile din acest punct de vedere.

Suprimarea petei luminoase se face prin descărcarea condensatorului constituit din anodul de înaltă tensiune și metalizare de către fasciculul de electroni. Fasciculul de electroni este menținut la o intensitate mare, prin păstrarea, după oprire, a unei tensiuni mari pe grila întîi sau grila ecran. O altă modalitate mai rar întrebuințată de suprimare a punctului luminos este blocarea tubului cinescop după oprire, prin aplicarea unei tensiuni negative mari pe grila întîi sau pe grila ecran.

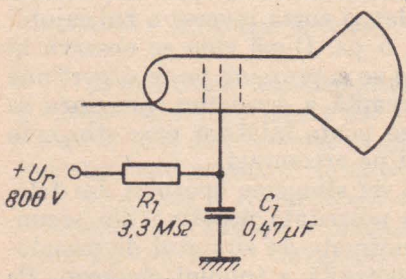


Fig. 14.5. Schemă de stingere a spotului la oprirea televizorului,.

În fig. 14.5 este reprezentată o schemă clasică de stingere a petei luminoase. Datorită constantei de timp mari $\tau = R_1C_1 = 1{,}5$ s, după oprirea televizorului tensiunea de ecran se menține, iar fasciculul de electroni descarcă rapid capacitatea anodică a cinescopului, înainte ca spotul să se oprească.

Arhiva digitala SaDAng

14.4. ATENUAREA STRUCTURII DE LINII

La televizoare cu ecran mare de 59 sau 65 cm structura de linii a imaginii este supărătoare pentru telespectatorii situați în apropierea ecranului. Se sesizează, de asemenea, și alte efecte supărătoare, ca : pîlpîitul liniilor în direcție verticală și o alunecare a liniilor în momentul cînd se încearcă să se fixeze un obiect mobil al imaginii. La televizoarele de lux aceste deficiențe sînt parțial înlăturate prin procedee electrice sau optice. Toate metodele conduc la iluminarea spațiului întunecat dintre două linii, astfel că ecranul este iluminat pe toată suprafața și structura de linii devine invizibilă.

14.4.1. Compensarea optică a structurii de linii

Atenuarea structurii de linii se poate realiza printr-o metodă optică, fără a se modifica schema electrică.

Pe ecranul tubului cinescop se aplică o placă din material plastic transparent, groasă de circa 1 mm. Pe placă sînt imprimate șanțuri paralele cu liniile imaginii. Adîncimea unui șanț este de 5—6 μ, iar distanța dintre șanțuri este de aproximativ 100 μ.

Lumina provenită de la liniile imaginii trece prin placă și este refractată datorită șanțurilor. Astfel, spațiul întunecat dintre linii este iluminat, structura de linii devenind invizibilă fără ca definiția pe orizontală să scadă.

14.4.2. Atenuarea structurii de linii prin vobulare

Metoda constă în deplasarea liniilor în sus și în jos, după o lege sinusoidală, cu o frecvență foarte mare, astfel ca ochiul să nu perceapă deplasarea. În consecință, spațiul întunecat dintre linii va fi umplut prin mișcarea alternativă a liniilor luminoase care-l mărginesc. Definiția pe orizontală nu se micșorează cu această metodă.

Deplasarea liniilor se obține alimentînd cu o tensiune sinusoidală de înaltă frecvență o bobină suplimentară de baleiaj pe cadre. De obicei, această bobină este constituită din 2—3 spire din bandă de cupru argintată și este montată pe ansamblul bobinelor de deflexie.

În fig. 14.6 este reprezentată schema practică a unui oscilator care generează tensiunea sinusoidală necesară vobulării. Oscilatorul este stabilizat cu cuarțul Q, deoarece standardele de perturbații impun o precizie a frecvenței de $\pm 3 \cdot 10^{-4}$. Frecvența de lucru la televizoarele construite conform normei C.C.I.R. este de 13,56 MHz.

Tensiunea de înaltă frecvență din circuitul anodic al tubului EL95 se aplică bobinei de vobulare L_4 prin transformatorul bifilar Tr_1 și printr-un filtru trece-jos în π format din condensatoarele C_5, C_6, C_7, C_8 și bobinele L_2, L_3. Filtrul trece-jos atenuează armonicile superioare ale oscilatorului, care pot perturba recepția.

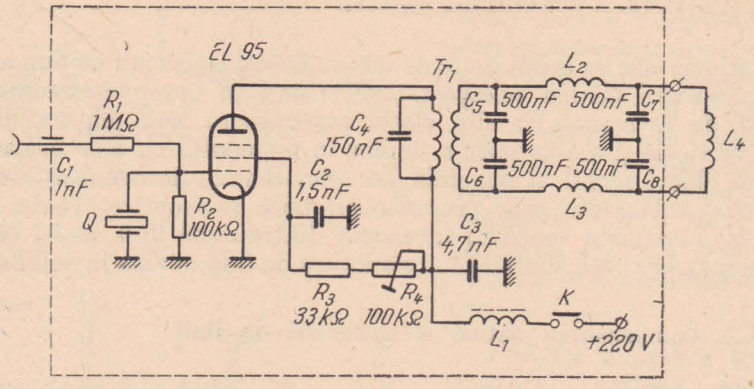


Fig. 14.6. Schema oscilatorului de vobulare.

Pentru micșorarea radiației, bobina de vobulare L_4 și linia de transmisie sînt simetrice, astfel încît cîmpul perturbator se anulează reciproc.

O altă măsură pentru reducerea radiațiilor este plasarea circuitelor oscilatorului într-o cutie de cupru argintat.

Atenuarea optimă a structurii de linii se poate obține prin reglarea amplitudinii tensiunii de vobulare cu ajutorul rezistenței ajustabile R_4. Cu ajutorul întrerupătorului K telespectatorul poate alege o imagine normală sau o imagine cu structură de linii atenuată.

14.4.3. Atenuarea structurii de linii prin deformarea spotului

1. **Deformarea spotului cu ajutorul unui sistem magnetic.** Cu ajutorul unor magneți montați pe gîtul tubului cinescop, spotul luminos se alungește pe verticală, luînd aproximativ forma unei elipse, a cărei suprafață este egală cu suprafața spotului circular nemodificat. Dimensiunea spotului fiind mărită pe verticală, spațiul întunecat dintre linii devine luminos și structura de linii este întrucîtva atenuată. Prin deplasarea magneților pe gîtul tubului se poate găsi punctul în care efectul de atenuare este maxim.

2. **Deformarea spotului prin defocalizare.** Metoda constă în umplerea spațiilor întunecate dintre linii prin mărirea razei spotului luminos, defocalizîndu-se fasciculul de electroni.

Defocalizarea se obține prin conectarea unei tensiuni negative la electrodul de focalizare (fig. 14.7).

Definiția se înrăutățește și, pentru a se compensa acest efect, se mărește amplificarea amplificatorului de VF la frecvențe înalte. Cînd comutatorul K este închis, grila de focalizare (g_4) este conectată prin rezistențele R_3, R_4 și R_6 la tensiunea recuperată. Tensiunea de grilă fiind pozitivă spotul este bine focalizat și se obține un rastru normal.

Arhiva digitala SaDAng

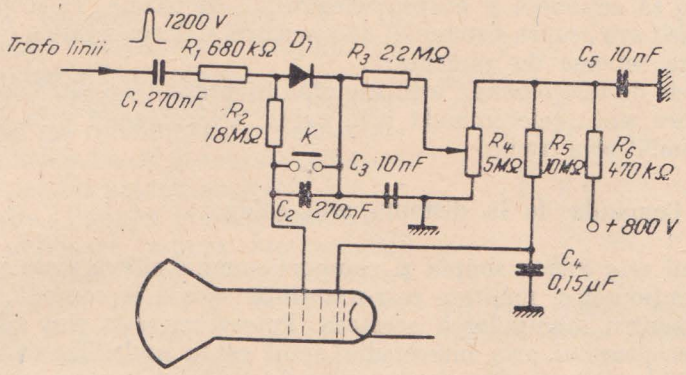


Fig. 14.7. Schema circuitelor de eliminare a structurii de linii prin defocalizare.

Cînd comutatorul K este deschis, grila de focalizare rămîne conectată prin rezistența R_2 la anodul diodei redresoare D_1. Această diodă redresează impulsurile pozitive ce vin de la transformatorul de linii, astfel încît pe anod se obține o tensiune continuă negativă de aproximativ 400—600 V. Valoarea acestei tensiuni se poate modifica cu ajutorul potențiometrului R_4, prin stabilirea unei tensiuni pozitive reglabile pe catodul diodei D_1.

14.5. COMANDA DE LA DISTANȚĂ

În timpul recepției unei emisiuni de televiziune calitatea imaginii televizate suferă o serie de modificări, care trebuie corectate cu ajutorul organelor de reglaj ale receptorului de TV. Modificările survenite se datoresc, fie faptului că scenele transmise sînt televizate în condiții diferite, fie variației unor factori obiectivi, ca : iluminarea mediului ambiant, temperatura mediului ambiant, tensiunea și frecvența rețelei de alimentare etc. Acționarea organelor de reglaj, în scopul efectuării corectărilor necesare, nu este întotdeauna comodă pentru telespectator.

Corecția făcîndu-se din imediata vecinătate a ecranului televizorului, pe lîngă faptul că deranjează vizionarea programului de către ceilalți telespectatori prezenți, nu reușește nici să asigure o imagine cu calități optime.

În asemenea condiții, un dispozitiv de telecomandă, care să acționeze asupra caracteristicilor principale ale unei imagini recepționate (contrast, strălucire etc.) nu face decît să vină în sprijinul telespectatorului.

Dintre parametrii unui program de televiziune transmis, comandați în mod obișnuit prin intermediul organelor de reglaj manuale, cei la care se simte imperios nevoia de a fi comandați de la distanță sînt : contrastul, strălucirea și volumul sonor. Se mai obișnuiește, uneori, ca dispozitivul de

telecomandă să acționeze și asupra selectorului de canale, în scopul alegerii canalului dorit sau asupra sistemului de conectare și deconectare a receptorului de TV de la rețeaua de alimentare.

Sistemele de telecomandă utilizate pînă în prezent de către constructorii de televizoare sînt : telecomandă prin cablu, telecomandă prin ultrasunete și telecomandă prin radio.

14.5.1. Comanda de la distanță prin cablu

Sistemul este foarte simplu și comportă numai cîteva piese electrice, în special potențiometre, montate într-o cutiuță ușoară și comodă, prevăzută cu orificii pentru manipularea acestora. Potențiometrele sînt conectate la montajul receptorului prin intermediul unui cablu multifilar cu calități de rezistență și elasticitate. Din cauza existenței cablului, a cărei lungime poate varia între 4 și 6 m, acționarea asupra parametrilor comandați nu se poate face decît în curent continuu. La receptoarele de televiziune la care este stabilită o interdependență între reglajele de contrast și de luminozitate, este suficient să se comande de la distanță numai luminozitatea.

În fig. 14.8 se dau două scheme electrice în care se arată modul de acționare asupra volumului sonor.

Prin conectarea potențiometrului P în serie cu bobina L, cu ajutorul cablului, tensiunea de ecran a tubului T scade, tubul T fiind unul dintre tuburile amplificatoare ale amplificatorului de frecvență intermediară sunet — 6,5 MHz — (fig. 14.8, *a*).

Prin reglarea potențiometrului P, tensiunea ecranului poate fi redusă la zero, anulînd în acest fel amplificarea etajului respectiv și, deci, volumul sonor. În schema din fig. 14.8, *b*, prin acționarea potențiometrului P se reduce tensiunea pozitivă de pe baza tranzistorului T. Cînd potențiometrul P este complet scurtcircuitat, în paralel pe rezistența R_1 rămîne conectată rezis-

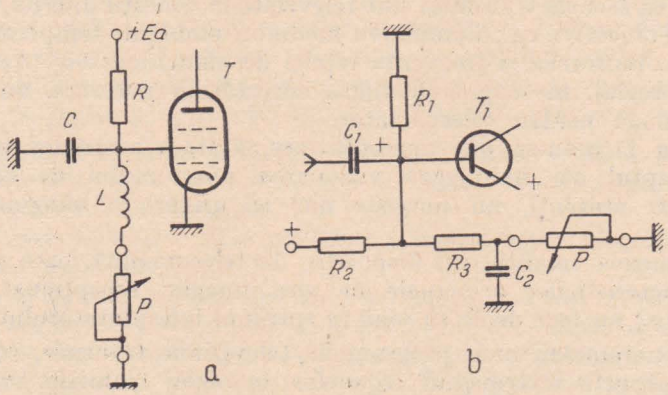


Fig. 14.8. Scheme electrice pentru acționare asupra volumului sonor :
a — aplicație la montaj cu tuburi; *b* — aplicație la montaj cu tranzistoare.

Arhiva digitala SaDAng

tența R_3, a cărei valoare este de 1/10 pînă la 1/15 din valoarea rezistenței R_1. În această situație amplificarea etajului de frecvență intermediară-sunet, echipat cu tranzistorul T scade substanțial, reducîndu-se în acest fel volumul sonor. De menționat, că în ambele scheme, pe măsura reducerii valorii rezistențelor potențiometrelor, are loc o îmbunătățire a limitării etajelor respective. Modul de acționare asupra luminozității imaginii este ilustrat prin schema reprezentată în fig. 14.9. Diferența de potențial dintre catodul și grila tubului cinescop este reglată inițial de potențiometrul P_1, înglobat în interiorul receptorului de TV. Pentru comanda de la distanță se conectează în paralel pe P_1 un potențiometru liniar P_2. În serie cu P_2 se mai obișnuiește în unele scheme să se introducă o rezistență fixă, a cărei valoare este de ordinul zecilor de kiloohmi. Prin reglarea potențiometrului P_2 variază rezistența dintre punctul A și masă; ca o consecință, variază tensiunea de pe cursorul potențiometrului P_1, cursor care se stabilește în prealabil la capătul superior a lui P_1. În acest mod variază diferența de potențial dintre catodul și grila tubului cinescop și deci luminozitatea.

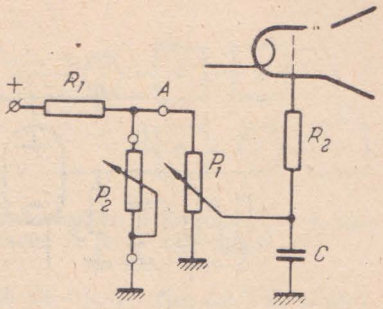


Fig. 14.9. Schemă electrică pentru acționare asupra luminozității imaginii.

Acționarea asupra contrastului imaginii se poate face într-o multitudine de variante, în funcție de modul cum acționează organul de comandă intern al contrastului. În fig. 14.10 se prezintă două scheme electrice pentru reglarea contrastului. Schema din fig. 14.10, *a*, poate fi folosită în cazul cînd dorim ca amplificarea semnalului recepționat să fie modificată prin variația tensiunii de RAA, iar cea din fig. 14.10, *b*, cînd modificarea amplitudinii semnalului video-complex dorim să se petreacă în etajele de VF.

Modul de funcționare a schemei din fig. 14.10, *a* este relativ simplu. În lipsa potențiometrului P, potențialul grilei tubului T de RAA este fixat de divizorul de tensiune R_2, R_1, R_3 la o valoare pentru care tensiunea de RAA este optimă. Prin conectarea în paralel pe R_1 a potențiometrului P de telecomandă, căderea de tensiune de pe rezistența R_3 variază în sensul măririi ei. Pe măsură ce valoarea rezistenței potențiometrului P devine mai mică, prin reglarea poziției cursorului, potențialul grilei tubului T își crește valoarea, micșorînd prin acesta negativarea tubului de amplificare a tensiunii de RAA. În anodul tubului se obține o tensiune negativă de valoare mai ridicată decît cea inițială, care are drept consecință scăderea contrastului imaginii. Schema din fig. 14.9, *b* este mai complexă și mai pretențioasă în realizare, asigurînd în schimb o reglare de calitate a contrastului. Principiul de funcționare este următorul: de la o înfășurare suplimentară L a transformatorului de linii se aplică impulsuri cu amplitudinea de aproximativ 100 V_{VV}, prin intermediul grupului C_1R_1, la bornele înfășurării primare L_p a unui trans-

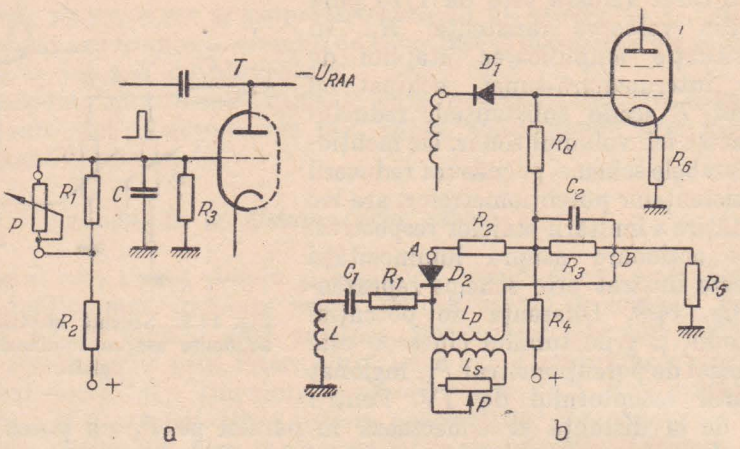


Fig. 14.10. Schema electrică pentru acţionare asupra contrastului imaginii :

a — modificarea amplificării semnalului prin variaţia tensiunii de RAA; *b* — modificarea amplificării semnalului prin variaţia polarizării grilei etajului final video.

formator izolat. Graţie diodei D_2 are loc o redresare a impulsurilor aplicate, astfel că la bornele rezistenţei R_3 găsim o tensiune continuă negativă. Valoarea tensiunii redresate este funcţie de amortizarea circuitului secundar al transformatorului. Amortizarea variabilă a secundarului se obţine cu ajutorul potenţiometrului P, a cărui rezistenţă are valoarea de aproximativ 1 kΩ. În lipsa negativării amintite, grila tubului amplificator video T primea o pozitivare prin intermediul divizorului R_4, R_3, R_5. Aplicarea acestei pozitivări, care de fapt micşorează diferenţa de potenţial dintre catodul şi grila tubului T pînă aproape de zero are, pe de o parte, rolul de a mări domeniul de aplicare al semnalului video-complex pe caracteristica $i_a - u_g$ a tubului T şi, pe de altă parte, de a mări panta tubului respectiv.

Apariţia unei tensiuni negative la bornele rezistenţei R_3 determină o creştere a diferenţei de potenţial dintre catod şi grilă. Aceasta determină o deplasare a punctului mediu de funcţionare către curenţi mai mici şi deci o reducere a amplificării semnalului video-complex şi, implicit, a contrastului imaginii. Singurul element al schemei descrise aflat la distanţă de receptor este potenţiometrul P, restul elementelor aflîndu-se montate în receptor, dar deconectate de punctele A şi B. Conectarea la aceste puncte se face o dată cu utilizarea dispozitivului de telecomandă.

Indiferent de parametrul comandat, în momentul cînd se utilizează dispozitivul de telecomandă, este obligatoriu, ca organul de comandă al parametrului respectiv montat în interiorul aparatului să fie stabilit în poziţia de reglaj maxim.

Arhiva digitala SaDAng

14.5.2. Comanda de la distanță prin ultrasunete

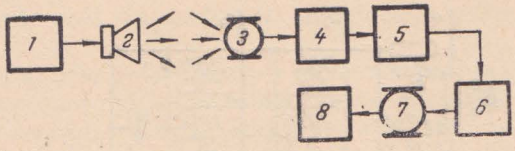


Fig. 14.11. Schema-bloc a dispozitivului de telecomandă cu unde ultrasonore.

Dispozitivul de telecomandă prin ultrasunete, a cărui schemă-bloc este arătată în fig. 14.11 implică o construcție foarte dificilă și necesită o tehnică deosebită de punere la punct.

Avînd și un consum de energie în plus față de receptorul de TV, dispozitivul devine pretențios pentru o producție de serie mare, rămînînd a fi utilizat numai pentru receptoarele de TV de lux. Principiul de funcționare al schemei bloc din fig. 14.11 este următorul: emițătorul *1* emite, prin intermediul difuzorului electrostatic *2*, unde de frecvență ultrasonoră. Undele radiate sînt captate de microfonul *3*, amplificate de amplificatorul *4* și apoi transformate în tensiune continuă de către redresorul *5*. Comanda motorului *7* poate fi făcută direct cu ajutorul tensiunii redresate sau poate fi făcută cu ajutorul unor relee *6*, comandate, la rîndul lor, de către tensiunea continuă redresată. Motorul *7* acționează în continuare asupra organului de comandă *8* al parametrului dorit de a fi reglat. Dispozitivul este constituit din două unități emițător și receptor dintre care receptorul este atașat în întregime receptorului de TV.

Microfonul *3* este plasat pe una din fețele televizorului, de obicei, pe aceea privită de telespectator, în scopul recepționării cu ușurință a undelor emise de către emițătorul aflat în mîna telespectatorului.

În fig. 14.12 este prezentată schema electrică a unei variante de emițător.

Elementul activ al emițătorului este tranzistorul OC029 alimentat de la baterie cu o tensiune de 6 V. Montajul oscilator funcționează și deci consumă energie numai cînd este efectiv acționat prin apăsarea butoanelor *A*, *B* sau *C*

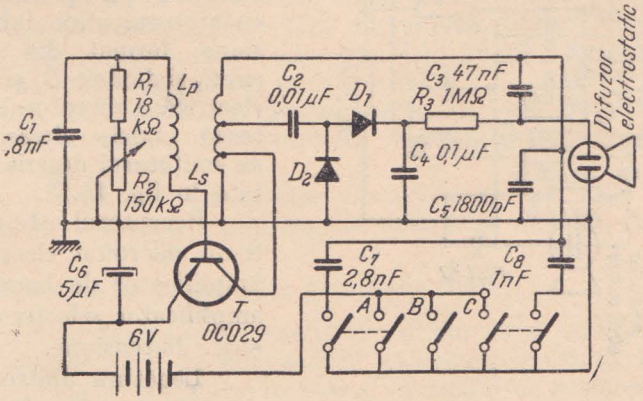


Fig. 14.12. Schema electrică a emițătorului.

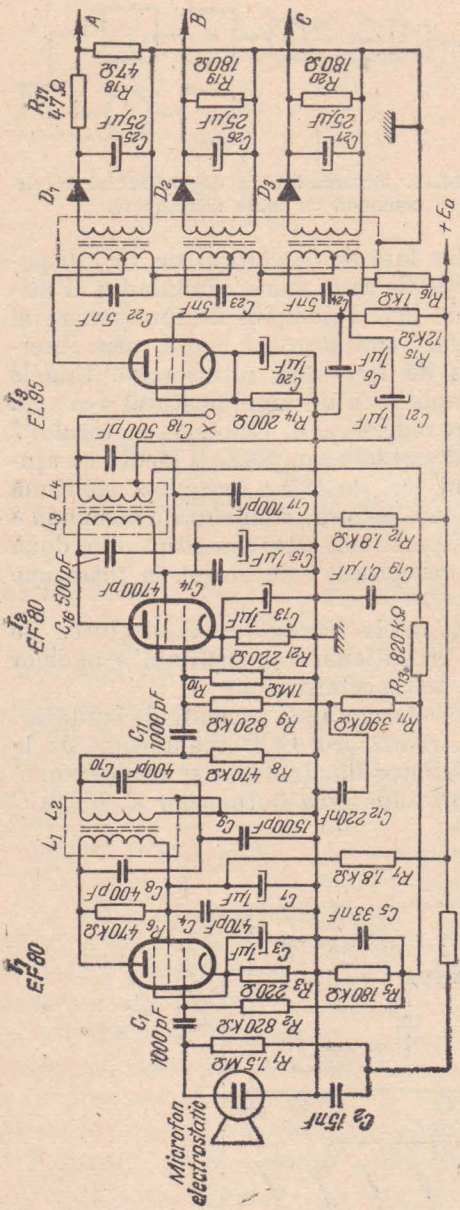


Fig. 14.13. Schema electrică a receptorului.

La apăsarea butonului A, în paralel pe circuitul oscilant, se conectează condensatorul C_7, determinînd circuitul să oscileze pe frecvenţa de 19 kHz. La acţionarea butonului C, circuitul oscilează pe frecvenţa de 23,5 kHz, datorită conectării în paralel pe circuit a condensatorului C_8. În sfîrşit, cînd se apasă pe butonul B, circuitul oscilează pe frecvenţa de 28 kHz. Cele două rezistenţe R_1 şi R_2, legate în serie, au rolul de a evita o eventuală suprasarcină care ar putea distruge tranzistorul.

Stabilirea regimului optim de funcţionare al montajului oscilator în momentul iniţial se face prin reglarea rezistenţei R_2.

În scopul creşterii randamentului acustic al difuzorului electrostatic este necesară o polarizare a acestuia cu o tensiune continuă, a cărei valoare să fie mai mare decît amplitudinea tensiunii sinusoidale ce i se aplică de la oscilator. Tensiunea continuă necesară se obţine, prin redresarea tensiunii sinusoidale culeasă de pe o priză a bobinei L_s, cu ajutorul unui dublor de tensiune, format din condensatorul C_2 şi diodele D_1 şi D_2. Schema electrică a receptorului care captează undele ultrasonore emise de emiţătorul descris este prezentată în fig. 14.13.

Receptorul este compus dintr-un microfon electrostatic, un amplificator de bandă largă, un amplificator selectiv şi trei redresoare de tensiune.

Legătura dintre microfon şi amplificator este făcută cu aju-

Arhiva digitala SaDAng

torul unui cablu dublu blindat. Blindajul dublu al cablului este utilizat în scopul evitării pătrunderii, pe firul cald, a radiației transformatorului de linii.

Electrodul superior al microfonului este polarizat cu o tensiune continuă pozitivă adusă prin rezistența R_1, cu scopul măririi sensibilității microfonului. Amplificatorul de bandă largă este realizat cu două etaje, ambele echipate cu tuburile EF80. Circuitele de sarcină ale acestor etaje sînt filtre de bandă cu cuplaj capacitiv în bază, cuplajul fiind peste critic. Primul filtru de bandă (L_1, L_2, C_8, C_9, C_{10}, R_6, R_8, plus elementele parazite de acord) are o caracteristică de frecvență care prezintă vîrfuri plasate pe 21 și 25 kHz, frecvența centrală de acord fiind 23 kHz. Cuplajul capacitiv este asigurat la primul filtru de condensatorul C_9.

Al doilea filtru de bandă (L_3, L_4, C_{16}, C_{17}, C_{18}, plus elementele parazite de acord) are o caracteristică care prezintă, de asemenea, două vîrfuri de acord situate pe 19 și 28 kHz, iar frecvența centrală este de 23,5 kHz. Ansamblul celor două etaje realizează o caracteristică de amplitudine-frecvență cu o amplificare uniformă pentru gama de frecvențe cuprinsă între 19 și 28 kHz. Valoarea amplificării pentru această gamă de frecvențe este de aproximativ 100 000 ori. Cele două etaje ale amplificatorului de bandă largă sînt comandate de o tensiune de reglaj automat cu întîrziere. Tensiunea de reglaj automat apare atunci cînd semnalul aplicat grilei tubului T_3 depășește valoarea polarizării negative a grilei acestui tub. Ea se culege de la capătul rece al secundarului celui de-al doilea filtru de bandă.

Amplificatorul selectiv este echipat cu tubul pentodă EL95.

În circuitul său anodic se găsesc trei filtre selective acordate pe cele trei frecvențe emise: 19 kHz, 23,5 kHz și 28 kHz. Circuitele secundare ale celor trei filtre selective sînt conectate la redresoarele cu seleniu D_1, D_2 și D_3. Tensiunile continue obținute după redresare în punctele A, B și C comandă releele sau servomotoarele existente în receptorul de TV și acestea, la rîndul lor, acționează asupra potențiometrelor de reglare a parametrilor doriți.

O soluție evoluată a dispozitivului de telecomandă prin ultrasunete constă în utilizarea unui emițător fără alimentare. Undele ultrasonore sînt produse cu ajutorul unor bare metalice fixate în punctul lor median și excitate prin șoc mecanic cu ajutorul unui ciocănel.

La apăsarea unui buton, un ciocănel lovește o bară metalică și iau naștere vibrații longitudinale de o anumită frecvență ultrasonoră care sînt radiate apoi în spațiu.

Captarea și transformarea acestor vibrații în mărimi utile de comandă se face printr-un procedeu analog ca cel descris la schema din fig. 14.13.

14.5.3. Comanda de la distanță prin unde radio

Dispozitivul în esență este constituit tot din două unități, emițător și receptor, deosebirile față de dispozitivul precedent constînd în modul de generare a s mnalelor transmise în eter și în modul de prelucrare a acestor semnale după ce au fost captate.

În fond, emițătorul radiază în spațiu un semnal purtător de frecvență, cuprinsă în gama undelor scurte (8÷10 MHz), modulat în amplitudine cu un semnal sinusoidal, frecvența de modulație variind în două, trei, sau mai multe trepte, funcție de numărul parametrilor ce trebuie comandați. În receptor, un amplificator acordat pe frecvența purtătoare, amplifică semnalul recepționat. Semnalul amplificat este aplicat unui detector de amplitudine care extrage anvelopa de modulație.

Semnalul detectat se aplică în continuare unui amplificator echipat cu circuite selective acordate pe frecvențele de modulație. Urmează redresarea și comanda releelor sau motoarelor de acționare a potențiometrelor de reglaj.

14.6. CONECTAREA PICUPULUI ȘI MAGNETOFONULUI LA CALEA DE SUNET

Unele receptoare de televiziune au borne destinate conectării picupului sau a magnetofonului la calea de sunet. La receptoarele cu alimentare prin transformator (de exemplu Rubin 102, Temp 3 etc.) bornele de picup sînt legate direct la intrarea amplificatorului de audiofrecvență. Aceste borne se pot utiliza și pentru înregistrarea programului sonor pe bandă de magnetofon. În acest caz este necesar conectarea în serie cu borna caldă a unei rezistențe de aproximativ 1 MΩ pentru a se evita șuntarea căii de sunet de către impedanța de intrare a magnetofonului.

Conectarea magnetofonului la calea de sunet a receptoarelor de televiziune cu alimentare universală pune probleme deosebite, deoarece șasiul este conectat la rețea. Pentru asigurarea protecției la electrocutare se realizează o separare prin transformator a bornelor de ieșire de restul televizorului (fig. 14.14).

Bornele AB se conectează la ieșirea detectorului de raport, după celula de dezaccentuare. Bornele CD se conectează la intrarea magnetofonului sau la un picup. În cazul înregistrării pe magnetofon, în serie cu borna C se conectează rezistența R_2 de aproximativ 0,1 MΩ.

Elementul principal al schemei este transformatorul Tr_1. Miezul magnetic al transformatorului este de ferită. Pentru obținerea unei caracteristici de frecvență cît mai largi, primarul se acordă pe o frecvență joasă (cca. 300 Hz),

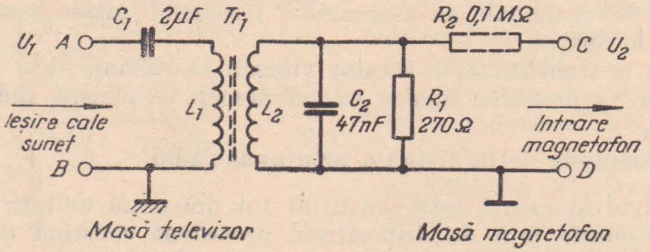


Fig. 14.14. Adaptarea magnetofonului la calea de sunet prin transformator.

Arhiva digitala SaDAng

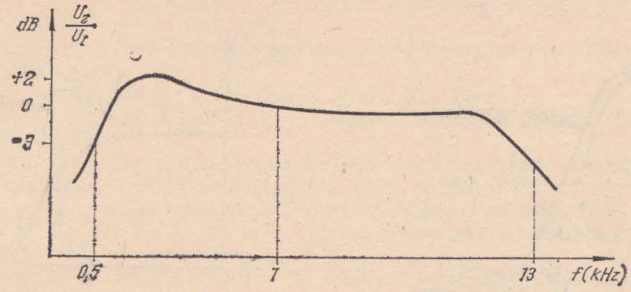


Fig. 14.15. Caracteristica de amplitudine-frecvență a circuitului din fig. 14.14.

iar secundarul, pe o frecvență înaltă (cca. 10 kHz). Bobina primară L_1 și condensatorul C_1 de 2 μF constituie un circuit acordat serie, în timp ce bobina secundară L_2 și condensatorul C_2 constituie un circuit acordat derivație. Caracteristica de frecvență a montajului este reprezentată în fig. 14.15.

Banda de frecvență la 3 dB este de 50 Hz—13 kHz. Pentru realizarea adaptării impedanței mici din secundar la impedanța mare din primar, numărul de spire (n_1) al înfășurării primare este mai mare decît numărul de spire al înfășurării secundare. De obicei, $n_1/n_2 = 4—5$.

14.7. REGISTRUL DE IMAGINE

Poate că nu este cea mai potrivită denumire, dar prin analogie cu registrul de ton, unde prin apăsarea unor clape sau reglarea unor potențiometre se modifică caracteristica de amplitudine-frecvență a lanțului de audiofrecvență, titulatura pare adoptabilă, dispozitivul în speță avînd un rol similar de modificare a caracteristicii de amplitudine-frecvență a căii de amplificare a semnalului de imagine.

Modificarea caracteristicii se poate face prin două căi:

— atenuarea flancului Nyquist al caracteristicii de selectivitate a AFI imagine-sunet (fig. 14.16); aceasta are drept consecință scăderea amplitudinii semnalelor de frecvență joasă din spectrul de videofrecvență;

— accentuarea caracteristicii de amplitudine-frecvență a etajelor de videofrecvență în domeniul frecvențelor video superioare (fig. 14.17); aceasta are drept consecință creșterea amplitudinii semnalelor de frecvență înaltă din spectrul de videofrecvență.

Indiferent de soluția abordată, raportul amplitudinilor semnalelor de frecvență înaltă și frecvență joasă din spectrul video recepționat este întotdeuna mai mare ca unitatea. Acest fapt se manifestă printr-o evidențiere a contururilor obiectelor televizate și o îmbunătățire a contrastului dintre părțile verticale întunecate și luminoase ale acestor obiecte.

Acționarea registrului de imagine este recomandabilă în special la recepționarea unor emisiuni filmate, cînd semnalul corespunzător este lipsit în

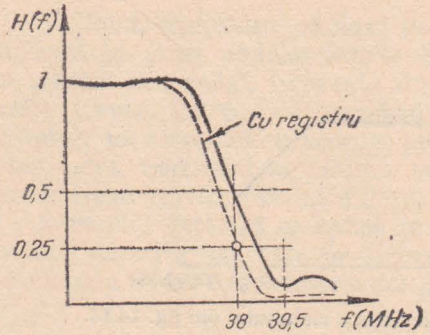


Fig. 14.16. Atenuarea flancului Nyquist.

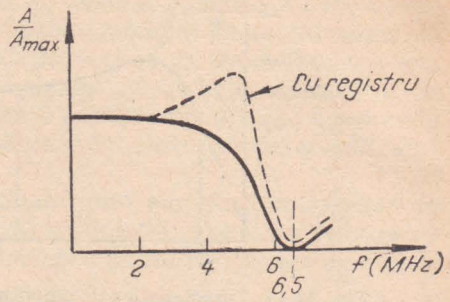


Fig. 14.17. Accentuarea caracteristicii amplitudine-frecvență a etajelor de *VF* în zona frecvențelor înalte.

bună parte de componente video de frecvență înaltă și imaginea nu apare suficient de conturată.

Dintre multiplele variante adoptate pentru registrul de imagine se vor prezenta două soluții simple și eficiente (fig. 14.18).

Schema din fig. 14.18, *a* este utilizată în receptorul de TV Cosmos. Circuitul registrului de imagine este un circuit serie format din L_{14} și C_{16} și acordat pe frecvența de 39 MHz. Este plasat în grila primului etaj de frecvență intermediară imagine-sunet în paralel pe filtrul de bandă F, montat între ieșirea etajului de amestec (T_1) și intrarea AFI (T_2). Conectînd în paralel pe filtru circuitul serie, prin închiderea întrerupătorului K are loc o modificare a frontului Nyquist, așa cum se arată în fig. 14.16.

Circuitul este astfel dimensionat, încît amplitudinea purtătoarei de imagine scade cu 6 dB în momentul acționării registrului. Funcționarea schemei din fig. 14.18, *b* se explică pe baza reacției negative selective care apare în momentul conectării condensatorului C în paralel pe rezistența R, situate ambele în catodul tubului de VF.

La închiderea întrerupătorului K, impedanța circuitului din catod are o valoare mai mică la frecvențele înalte ale spectrului video față de frecvențe joase, reacția negativă este mai slabă și deci amplificarea etajului la aceste frecvențe este mai ridicată (fig. 14.17).

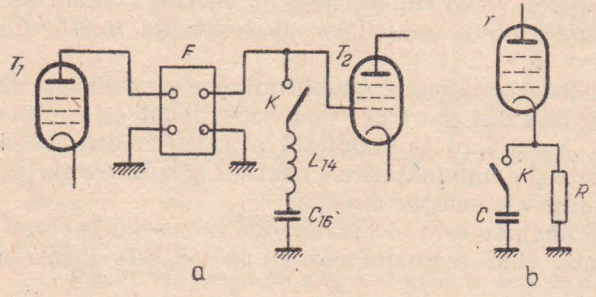


Fig. 14.18. Schema electrică a registrului de imagine:
a — atenuarea semnalelor de frecvențe joase; *b* — accentuarea semnalelor de frecvențe înalte.

Arhiva digitala SaDAng

BIBLIOGRAFIE

1. Bensansson, A. Calcul des amplificateurs à large bande par la methode des pôls. În : Télévision, nr. 91—98, 1959.
2. Bensansson, A. Calcul des amplificateurs FI à transistors. În : Télévision, nr. 151—164, 1965 şi 1966.
3. Besson, R. Téléviseurs à transistors. Paris, Ed. Radio.
4. Boekhorst, A. şi Stolk, I. Television deflection system. Philips Technical Library, 1962.
5. Bovis, M. Conceptions des circuits de déviation horizontale transistorisés. În : L'Onde éléctrique, Vol. 44, nr. 447, iunie, 1964, p. 653—668.
6. Bubulac, M. Bazele televiziunii. Bucureşti, Editura tehnică, 1958.
7. Bubulac, L., Coban, E., ş.a. Scheme comentate ale receptoarelor de televiziune. Bucureşti, Editura tehnică, 1963.
8. Bubulac, L. şi Silişteanu, M. Reglaje automate în televizoare. Bucureşti, Editura tehnică, 1965.
9. Bubulac, M., Stanciu, N., ş.a. Tehnica televiziunii în alb-negru Bucureşti, Editura tehnică, 1966.
10. Coban, E. şi Luncescu, N. Repararea televizoarelor. Bucureşti, Editura tehnică, 1965.
11. Constantinescu, St. Radiotehnică teoretică şi practică, vol. I şi II. Bucureşti, Editura tehnică, 1960.
12. Damachi, E. Tehnica televiziunii aplicate. Bucureşti, Editura tehnică, 1967.
13. Deutsch, S. Theory and design of television receivers. New York, McGraw Hill, 1951.
14. Dumitrescu, M. şi Silişteanu, M. Montarea şi reglarea televizoarelor. Bucureşti, Editura tehnică, 1965.
15. Fink, D. Television engineering handbook. New York, McGraw Hill, 1959.
16. Gabr, M. G. şi Sigalov, N. M. Sinhronizaţia v televizionnoi tehnike. Moskva, Izd. Sviazi, 1964.
17. Goga, Gh., ş.a. Tuburi electronice şi dispozitive semiconductoare. Bucureşti, Editura tehnică, 1964.
18. Grudinskaia, G. P. Propagarea undelor ultrascurte. Bucureşti, Editura tehnică 1959.
19. Hetterscheid, W. Amplificateurs passe-bande à transistors. Paris, Ed. Dunod, 1965.
20. Hetterscheid, W., ş.a. Practical transistor line timebase circuit. În : Ekectronic Application, vol. 25, nr. 3, 1964—1965, p. 97.
21. Hetterscheid, W., ş.a. Design consideration of transistor line timebase circuits. În : Electronic Application, vol. 24, nr. 3, 1963—1964.
22. Juster, F. Cours pratique de télévision, vol. I, II, III, IV, V, VI, VII. Paris, Ed. Techniques et Professionnelles, 1955.
23. Juster, F. Détection video. În : Radio et TV, nr. 431, 1964.
24. Kostikov, I. V. şi Krijanovschi, V. D. Introducere în televiziune. Bucureşti, Editura tehnică, 1961.
25. Krivoşeev, M. I. Bazele măsurării în televiziune, (traducere din l. rusă). Bucureşti, Editura tehnică, 1966.
26. Lurie, O. Amplificatoare de videofrecvenţă (traducere din l. rusă). Bucureşti, Editura tehnică, 1959.
27. Mann, H. şi Fischer, I. Fernsehtechnik, Bd. I, II. Leipzig, Fachbuchverlag, 1957 şi 1959.
28. Marcus, P. Klein Fernsehempfang-Praxis. München, Franzis-Verlag, 1960.
29. Martin, A. V. J. Télévision depanage. III-ème ed. Paris, Soc. des Ed. Radio, 1954.
30. Martin, A. V. J. Technique de la télévision, vol. I, II. Paris, Soc. des Ed. Radio, 1956.
31. Millea, A. şi Popovici, Al. Iniţiere în electronică. Bucureşti, Editura tehnică, 1964.
32. Millman, I. şi Taub, H. Pulse and digital circuits. New York, McGraw Hill, 1956.
33. Neiman, V. E. şi Pevzner, I. M. Novoe v tehnike priema televidenia. Moskva, Izd. Energhia, 1964.
34. Omelianenko, Iu. I., ş.a. Televidenie. Kiev. Izd. Tehnika, 1964.
35. Oravski, D., ş.a. Televizni obvody (rozhlasové a synchronizacni). Praga, SNTL, 1964.

36. Orlovschi, E. L., ş.a. Teoreticeskie osnovi elektriceskoi peredaci izobrajenii. Moskva, Sovetskoe radio, 1962.
37. Plottin, G. şi Fagot, J. Les émetteurs de télévision. Paris, Ed. Masson & Cie.
38. Popovici, Al., Săvescu, M., ş.a. Circuite electronice, vol. I. Bucureşti, Editura tehnică, 1967.
39. Samoilov, V. F. Generatori piloobraznogo toka v televizore. Moskva, Gos. izd. lit. po. voprosam sviazi i radio, 1960.
40. Săvescu, M. Modulaţia de frecvenţă. Bucureşti, Editura tehnică, 1960.
41. Schreiber, H. Technique de la modulation de fréquence. Paris, Soc. des Ed. Radio 1955.
42. Schuster, G. Geastete Regelung mit Transistoren. În : Funktechnik, nr, 4, 1965.
43. Şerbu, C. Construcţii radio. Antene de radio şi televiziune. Bucureşti, Editura tehnică, 1966.
44. Şmakov, P. V. Televidenie. Moskva, Izd. Sviazi, 1965.
45. Sobolevski, D. G. Tehnica impulsurilor (traducere din l. rusă). Bucureşti, Editura tehnică, 1960.
46. Sotirescu, N. Receptoare de televiziune. Bucureşti, Editura tehnică, 1962.
47. Sotirescu, N. Radiotehnica frecvenţelor foarte înalte. Bucureşti, Editura militară, 1959.
48. Statnic, F. Recepţia emisiunilor de televiziune la mare distanţă. Bucureşti, Editura tehnică, 1963.
49. Streng, K. UHF — Fernsehempfang. Berlin, Verlag Technik, 1962.
50. Stroobants, P. Traité de Télévision. ACEC, 1963.
51. Taeger, W UKW — und Fernseh-Empfangsantennen. Berlin, Verlag Technik, 1961.
52. Tovers, T.D. Tranzistornîe televizorî. Moskva, Izd. Sviazi, 1966.
53. Varbanskii, A. M. Televizionnaia tehnika. Moskva. Izd. Energhia, 1964.
54. Vasilescu, I. şi Zamfir Gh. Antene colective. Bucureşti, Editura tehnică, 1963.
55. Wlonde, R. ş.a. Electronic designers handbook. Habana, Ed. Revoluţionaria, 1956.
56. Zaghik, S. E. şi Kapcinski, L. M. Antene de recepţie pentru televiziune (traducere din l. rusă). Bucureşti, Editura tehnică, 1961.
57. Zamfir, Gh. şi Pleşoianu, T. Perturbaţii radio şi înlăturarea lor. Bucureşti, Editura tehnică, 1966.
58. *** Composantes electronique. Orega.
59. *** Dokumentation SEL (Standard Electric Lorenz).
60. *** Electronic Application Laboratory Report.
61. *** Fairchild Semiconductor Application Report. AR 66, Mai, 1963.
62. *** Siemens Bauteile Informationen.
63. *** Siemens Halbleiter. Schaltbeispiele. April, 1965.
64. *** Telefunken Halbleiter Application Bericht.
65. *** Telefunken Handbuch.
66. *** Telefunken Laborbuch. Bd. I, II, III.
67. *** Telefunken RMI. Mitteilungen Industrie.

Redactor responsabil ; ing. MARIA BELURI
Tehnoredactor : BETY NEGREANU

Dat la cules 31.08.1967. Bun de tipar 18.12.1967. Apărut 1967. Tiraj 14000+140+25 Legate Hîrtie pentru tipar înalt tip B de 63 g/m², 700×1000/16. Coli editoriale 32,38 Coli de tipar 27 A 12853/1967 C.Z. pentru bibliotecile mari 621.397.62 C.Z. pentru bibliotecile mici 621

Tiparul executat la Întreprinderea Poligrafică „13 Decembrie 1918" Bucureşti, Str. Grigore Alexandrescu nr. 89—97, Bucureşti, Republica Socialistă România
Comanda nr. 715

Arhiva digitala SaDAng